



ЗМІСТ

Електротехніка. Визначні події. Славені імена

Баранов М.И., Шерстюкова Т.Д.	Электротехническая "война" постоянного и переменного токов: краткая история и области их современного применения	3
--	--	----------

Електричні машини та апарати

Байда Е.И.	Расчет динамики двухпозиционного электромагнита постоянного тока с магнитной защелкой	10
Бондар Р.П., Голенков Г.М., Подольцев О.Д.	Розрахунок робочих характеристик лінійного двигуна зворотно-поступального руху в пакеті matlab/simulink	13
Комаров Н.С., Полонский В.А., Стаценко А.В., Жусенко И.В.	Датчик амплитуды напряжения статора в электроприводе с частотно-токовым управлением	18
Рассальский А.Н., Сахно А.А., Конограй С.П., Гук А.А.	Комплексный подход к диагностике высоковольтного оборудования подстанций 220 – 1150 кВ под рабочим напряжением в режиме эксплуатации	23
Рымша В.В., Процьна З.П., Кравченко П.А.	Расчет двумерного стационарного теплового поля вентильно-реактивного двигателя методом конечных элементов	26
Сосков А.Г., Сабалаєва Н.О., Соскова І.О.	Гібридний електромагнітний контактор змінного струму з покращеними характеристиками	29

Теоретична електротехніка

Баранов М.И.	Новый электрофизический подход по теоретическому обоснованию явления электромагнитной индукции Фарадея в неподвижном металлическом проводнике	32
Кузьмин В.В., Шпаченко В.С.	О легитимности использования формулы Стокса для доказательства теоремы Ампера (закон полного тока)	37
Придубков П.Я., Хоменко І.В.	Використання поняття електростатичного кола для вирішення деяких проблем електростатики	40

5 червня 2010 р. на 64-му році життя після важкої, скоротечної хвороби помер Олександр Миколайович Рассальський – професор, завідувач кафедри електричних апаратів Запорізького національного технічного університету. Олександр Миколайович був відомим науковцем у галузі систем оптимального проектування та управління електротехнічними системами, а також безперервної діагностики електричного обладнання підстанцій 220 – 1150 кВ. Розвитку наукового напрямку безперервної діагностики та підвищення технічної стійкості електричних апаратів високої напруги професор Рассальський О.М. присвятив останні роки свого життя.

Друзі, колеги й чисельні учні завжди пам'ятатимуть Олександра Миколайовича як яскравого і допитливого дослідника, висококваліфікованого педагога, щирого, доброзичливого керівника, людину високої внутрішньої культури, інтелігентності й доброти.

Скобликов А.Ю.	Методика оценки влияния структурных неоднородностей электромагнитного экрана на его защитные свойства	44
----------------	---	----

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Гнатов А.В.	Силы притяжения в системе с одновитковым соленоидом, массивным экраном конечной толщины и тонкостенной листовой заготовкой	49
Коняга С.Ф.	Расчет функции распределения электронов по энергиям в импульсном коронном разряде	52
Сергеев П.Ю.	Принцип оценки эффективности преобразователей электрической энергии высокой мощности	56
Шевченко С.Ю., Окунь А.А.	Анализ методов расчета электрических полей установок высоких напряжений	59

Електротранспорт

Михаліченко П.Є., Міщенко Т.М., Костін М.О.	Вплив режиму короткого замикання в тяговій мережі постійного струму на перехідні електромагнітні процеси в електрорухомому складі	63
---	---	----

Інформація

Клименко Б.В.	Рекомендації щодо літерних позначень величин для публікацій в міжнародних виданнях	67
---------------	--	----

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

Починаючи з 2005 року згідно з договором між редакцією журналу «Електротехніка і Електромеханіка» та Всеросійським інститутом наукової та технічної інформації Російської академії наук (ВИНИТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВИНИТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ) та Базах даних (БД) ВИНИТИ. Згідно з цим договором ВИНИТИ надає редакції журналу звіт про відображення статей з журналу у РЖ та БД ВИНИТИ. Звіт ВИНИТИ за 2008 рік розміщено на сайті НТУ «ХПІ» (<http://www.kpi.kharkiv.edu/eie/>).

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

Електронна копія журналу «Електротехніка і Електромеханіка», який зареєстровано у Міжнародній системі реєстрації серійних (періодичних) видань під стандартизованим кодом ISSN 2074-272X, надсилається до Національної бібліотеки України ім. В.І. Вернадського.

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

М.И. Баранов, Т.Д. Шерстюкова

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКАЯ "ВОЙНА" ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКОВ: КРАТКАЯ ИСТОРИЯ И ОБЛАСТИ ИХ СОВРЕМЕННОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Наведено короткий нарис із всесвітньої історії становлення, протистояння і електротехнічного застосування постійного і змінного струмів.

Приведен краткий очерк из всемирной истории становления, противостояния и электротехнического применения постоянного и переменного токов.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время, когда человечество просто не представляет себе жизни без электричества во всех сферах своей деятельности, начиная с производственной и заканчивая коммунальной, когда каждую минуту в мире людьми потребляются миллиарды киловатт-часов электроэнергии, трудно представить себе, что каких-то 100 лет тому назад электрическая лампочка могла работать всего до 40 часов и тем более на постоянном токе [1]. Переменный ток тогда был только в мыслях гениальных от природы ученых. Для его реального появления в промышленности и человеческому быту необходимо было совершить ряд революционных технических открытий. Мысленно вернемся в XIX век и вкратце проследим как проходило становление и как разворачивалась достаточно жесткая борьба ("**война**") двух основных видов электрического тока – **постоянного и переменного токов**. Любой войной, как известно, руководят главнокомандующие армий противника. В начале и в самый разгар "войны" этих электрических токов по одну сторону электротехнических баррикад (со стороны постоянного тока) стоял всемирно известный американский изобретатель, электротехник и предприниматель Томас Алва Эдисон [1], а по их другую сторону (со стороны переменного тока) – гениальный хорватско-сербский и американский электротехник Никола Тесла [1, 2], поддерживаемый крупным американским промышленником и инженером Джорджем Вестингаузом.

1. ПРОТИВОСТОЯНИЕ ВЕЛИКИХ ЭЛЕКТРОТЕХНИКОВ ЭДИСОНА И ТЕСЛЫ

Т. Эдисон, проучившись в американской начальной школе менее года и пройдя остальную часть своего общеобразовательного обучения дома с матерью, рано начал свою трудовую жизнь – с пятнадцати лет. Однажды, после того как он стал известным в г. Нью-Йорке предпринимателем, журналисты его спросили [1]: "*Не из тех ли Вы мальчишек, что торговали на улице конфетами в коробочках с фальшивым в полдюйма толщиной дном?*". На что Т. Эдисон коротко ответил [1]: "*Нет. В моих коробках дно всегда было толщиной в дюйм*". Вначале он работал станционным телеграфистом, где применил свое первое изобретение – телеграфный автоответчик, позволявший юному Томасу во время ночных дежурств самостоятельно повышать свой уровень технических знаний и спокойно спать. В нем рано "проснулось" чувство предпринимательства. Он уже в 22 года основал собственную фирму по продаже бытовой электротехники. В

работе Т. Эдисон пользовался девизом [1]: "*Никогда не изобретай то, на что нет спроса*". Потрясающая работоспособность, развитая интуиция, вызывающая нахрапистость (зачастую граничащая с наглостью) вместе с талантом и упорство позволили Т. Эдисону (рис. 1) стать известным изобретателем и специалистом в электротехнических вопросах и, в конце концов, прославиться в области электротехники [1]. Т. Эдисон тратил достаточно много времени на эксперименты со своими разработками и доработку своих изобретений. В этом отношении Н. Тесла разительно отличался от него [1-3]. У Н. Теслы был необычный научно-технический дар – он мог в уме достаточно четко представить себе какое-либо техническое устройство, мысленно определить основные его части, собрать и настроить их так, чтобы затем быстро воплотить задуманное в реальность уже практически готовым к работе с его небольшими доработками.



Рис. 1. Томас Эдисон (1847–1931 гг.)

На втором курсе своего обучения в Пражском университете (в 1881 году) Н. Тесла осеняет идея индукционного генератора переменного тока. Профессор этого университета Пешль, с которым Н. Тесла поделился этой новой технической идеей, счёл её бредовой. Но заключение этого профессора только подстегнуло изобретателя и в 1882 году Н. Теслой, оставившим названный университет и поступившим из-за нехватки денег на жизнь в г. Будапеште на работу в должности инженера-электрика Венгерской телеграфной компании, была построена первая действующая модель такого генератора [2, 3]. Как поведать миру о своём техническом открытии, как получить у мировой научно-технической общественности заслуженное признание? "*Наверное, самый верный способ – обсудить данное изобретение с великим изобрета-*

телем в области электротехники Т. Эдисоном" – решает для себя Никола. После некоторых раздумий он в 1884 году уезжает в Америку для этой встречи.

Заокеанская встреча на американской земле с Т. Эдисоном оказала на молодого Н. Теслу (рис. 2) неизгладимое впечатление на долгие годы – американец казался хорвату-сербу "колдуном" от электричества. Отремонтировав динамо-машину на первом в мире пароходе с электрическим освещением (имеется в виду океанский лайнер "Оригон"), Н. Тесла добился уважения и доверия со стороны своего работодателя Т. Эдисона, обладавшего, мягко говоря, весьма непростым характером. После этого случая известный американский предприниматель и электротехник Т. Эдисон предложил молодому европейскому эмигранту Н. Тесле работу в своей компании по доводке "до ума" в эдисоновских электротехнических мастерских его генераторов и двигателей постоянного тока.

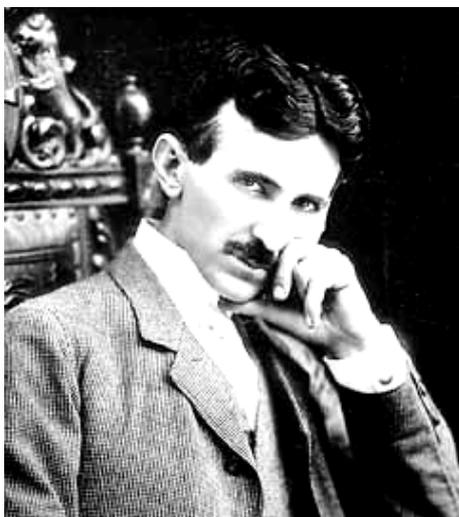


Рис. 2. Никола Тесла (1856-1943 гг.)

Работая на Т. Эдисона и его электромашин постоянного тока, Н. Тесла после основной работы находил время и для своих разработок и не прекращал усовершенствования своей новой системы электрических машин переменного тока. Противостояние между хозяином фирмы Т. Эдисоном и его работником Н. Теслой нарастало. После одной из ссор с Т. Эдисоном Н. Тесла оказался в буквальном смысле на улице. Но целеустремленного эмигранта из Европы это вовсе не испугало. Поэтому весной 1885 года Н. Тесла оставляет мастерские Т. Эдисона и организует, хотя и недолго просуществовавшее, свое предприятие "Общество электрического освещения". В октябре 1887 года он получает на свою систему электромашин первый американский патент (в дальнейшем подобных патентов в области электротехники у него будут десятки).

После этого между двумя великими изобретателями-электротехниками началась пряма таки "холодная война". Т. Эдисон, ругая про себя "неблагодарного приёмщика", стал публично и резко критиковать электрические генераторы переменного тока Н. Теслы. "Если Вы так уверены в своей правоте, – парировал молодой оппонент, – то что Вам мешает позволить мне опробовать мою систему на Вашем предприятии?". Неожиданно Т. Эдисон согласился и даже

пообещал своему техническому сопернику в бурно развивающейся области электрических машин премию в 50 тысяч долларов (около 1 млн. в пересчете на современные американские доллары), если тому удастся электрифицировать своим способом один из его заводов. Он был убеждён, что это невозможно. Н. Тесла подготовил 24 типа электротехнических устройств и за короткое время осуществил задуманное. Экономический эффект от использования его предложения (применения генераторов переменного тока в электроснабжении завода) превзошёл все ожидания. Т. Эдисон был обескуражен, но платить Н. Тесле обещанные деньги отказался. "А как же Ваше обещание?" – говорил ему Н. Тесла. На что Т. Эдисон отвечал: "Ну, это была ведь шутка. Разве у Вас нет чувства юмора?". После этого случая они окончательно и навсегда рассорились. Н. Тесла до конца своих дней не мог простить "королю изобретателей" эту малодушную "шутку" с издевкой. В декабре 1915 года Н. Тесла отказался принять действительно заслуженную им Нобелевскую премию по физике, присужденную ему Шведской Академией наук совместно с Т. Эдисоном за пионерские работы в области многофазных электрических машин [2]. Как утверждают биографы Н. Теслы, отказался от вручения премии именно по этой принципиальной общечеловеческой причине. Позже, в 1916 году Н. Тесла про Т. Эдисона скажет следующее [4]: "Эдисон не был ученым, а лишь способным изобретателем, организатором научной и коммерческой деятельности больших коллективов".

В апреле 1887 года Н. Тесла при финансовой поддержке Джеймса Кармена открывает свою электротехническую фирму "Тесла Электрик Лайт Компани". А практически через год в его жизни наступил день, ставший для него поистине судьбоносным. 16 мая 1888 года Н. Тесла сделал свой важный научно-технический доклад на тему "Новая система машин переменного тока и трансформаторов" и практически продемонстрировал своё изобретение в области электрических генераторов и двигателей переменного тока в Американском институте инженеров-электриков [1, 2]. Среди присутствующих в аудитории оказался миллионер Дж. Вестинхауз, американский инженер и крупный предприниматель, основатель компании "Westinghouse Electric Corporation" (рис. 3).

Отметим, что наиболее значимыми изобретениями Дж. Вестинхауза следует считать его технические разработки в области тормозных систем железнодорожного подвижного состава. Кроме того, Дж. Вестинхауз разработал способы безопасной транспортировки природного газа по металлическим трубам на большие расстояния и усовершенствовал электрический трансформатор. Выступление Н. Теслы потрясло Дж. Вестинхауза и с тех пор он становится союзником этого хорвата-серба в "войне" против постоянного тока и его яркого сторонника Т. Эдисона. Получив материальную независимость благодаря финансовой поддержке своего "патрона" Дж. Вестинхауза, Н. Тесла вплотную занялся обширными экспериментальными исследованиями в области электрических машин переменного тока.

Постоянный ток, при котором свободные электроны металлического проводника дрейфуют в одном

его направлении, очень удобен для передачи электроэнергии на небольшие расстояния. При больших же расстояниях происходят сравнительно большие потери электроэнергии из-за рассеяния этих электронов на атомах (ионах) металлической структуры проводника.



Рис. 3. Джордж Вестингауз (1846-1914 гг.)

Поэтому электрогенераторы и электростанции Т. Эдисона с выходным рабочим постоянным напряжением от 100 до 200 В могли эффективно работать только на расстоянии чуть больше 1,5 км. Ликвидировать этот недостаток можно было за счет использования медных проводов очень большого поперечного сечения или строительства множества локальных электростанций. Однако все это было достаточно сложным техническим мероприятием и главное – крайне дорогим. К тому времени в мире уже появились сравнительно дешевые и эффективные трансформаторы для переменного тока, а вместе с ними и возможность передавать электроток (электроэнергию) с малыми потерями на сотни километров. В 1888 году Н. Тесла, работая в США, изобрел индукционный электродвигатель, работавший на переменном токе. Заметим, что к этому времени в Европе, благодаря изобретениям работавшего в Германии русского эмигранта-электротехника Михаила Осиповича Доливо-Добровольского, была разработана трехфазная система генерирования и потребления переменного электрического тока [4]. В 1889 году им был создан трехфазный асинхронный двигатель переменного тока, содержащий распределенную по статору обмотку и короткозамкнутую обмотку ротора (прообраз современного электродвигателя). На приглашение М.О. Доливо-Добровольского ознакомиться в г. Берлине с этим электродвигателем Т. Эдисон заявил [4]: *"Переменный ток – это вздор, не имеющий будущего"*.

Переход на переменный ток должен был стать финансовым поражением для Т. Эдисона, который зарабатывал немалую сумму денег на патентных отчислениях за генераторы и двигатели постоянного тока (на денежных вознаграждениях за внедрения его изобретений в область американской электротехники). Предчувствуя это, Т. Эдисон подал в суд 11 исков на нарушение его патентных прав, обвинив своего коллегу Дж. Вестингауза в техническом плагиате. После того, как все эти судебные иски были отклонены, он перешел к "черному" пиару, публично демонстрируя убийства животных переменным током.

С 1888 года все технико-экономические аргументы оказались на стороне Н. Теслы и Дж. Вестингауза. Тогда сторонники Т. Эдисона сконцентрировались на мотиве "безопасности населения" при использовании электрического тока. Научно-технический диспут по видам токов и их влиянию на человека быстро закончился. Со стороны приверженцев постоянного тока началась сплошная демагогия. К примеру, Т. Эдисон опубликовал в научном журнале статью о "безопасном" постоянном токе. А в заказанных им газетных статьях это положение "проплаченные" журналисты усиливали – у них речь уже шла о "совершенно безопасном" постоянном токе. Их выводы плавно перетекали в утверждения об опасности только переменного электрического тока и ее принципиальной неустраняемости. При любых несчастных случаях у конкурента с переменным током, а они в период становления новой техники являются неизбежными, таблоиды центральных газет выходили под кричащими заголовками: *"Электрическое убийство"*, *"Очередное тело на проходах. Кто следующий?"* и т.п.

В 1885 году Н. Тесла покинул электротехнические мастерские Т. Эдисона. В этом же году в лагере "постоянного тока" появился некий инженер Гарольд Браун. Это был истинный демагог, готовый на любую подлость и выступавший исключительно "в защиту жизни населения". Т. Эдисона он как бы вообще и не знал, хотя было известно, что приборы для токовых "демонстраций" ему безвозмездно предоставляли эдисоновские фирмы. В своих обвиняющих очерках "защитник народа" начал называть переменный ток уже не просто "опасным", а "проклятым", вполне резонно полагая, что эти прилагательные со временем "приклеятся" и к лидерам противоположного лагеря. Одновременно для демонстрации объективности был подготовлен законопроект, разрешающий использование в штате Нью-Йорк переменный ток напряжением не выше 300 В и фактически ставивший крест на экономичных высоковольтных линиях электропередачи переменного тока. Т. Эдисон лично явился в сенат штата для лоббирования этого закона (прежде он такой публичной активности никогда не проявлял). Щадя самолюбие американского гения в области электротехники, сенаторы надолго "загнали" этот законопроект в технические комиссии, где он бесследно и "затерялся". Золотая пора свободной американской конкуренции проходила, обывателя куда сильнее интересовало снижение цен на электроэнергию переменного тока, чем его "проклятие". Публика все больше охладевала к публичным выступлениям Г. Брауна, начали раздаваться голоса протеста против вызывающих действий эдисоновских сторонников.

Примерно в то же время некто Поуп был убит электрическим переменным током от пробитого электрическим разрядом трансформатора, стоявшего у него дома в подвальном помещении. Это происшествие было широко освещено прессой и сработало против переменного тока. В 1887 году, когда губернатор Нью-Йорка создал комиссию для поиска эффективного способа казни преступников, альтернативного повешению, финансируемый Т. Эдисоном упомянутый инженер Г. Браун предложил идею убивать преступ-

ников электрическим током и, разумеется, "опасным" переменным током, а не "безопасным" постоянным током. Т. Эдисон заявил, что самым гуманным способом убийства преступников считает смерть от переменного тока [5]. Дж. Вестингауз, как резкий противник использования электричества для казни, отказался поставлять генераторы переменного тока для этой антигуманной цели. Сторонникам Т. Эдисона добывать их для этого страшного предназначения пришлось окольными путями. Первым человеком, казненным на электрическом стуле, стал Уильям Кеммлер (житель американского г. Буффало, убивший жену топором). Это произошло в 1890 году. Через тело У. Кеммлера пропустили два мощных разряда переменного тока напряжением 1,3 кВ каждый [5]. Т. Эдисон подкупил газетчика и на следующий день в нью-йоркской газете появилась статья под громким названием "Вестингауз казнил Кеммлера". Казнь выглядела настолько ужасно, что Дж. Вестингауз не мог не ответить на эту статью, заявив при этом следующее: "Топором бы у них вышло лучше". Антиреклама переменного электрического тока в американской среде активно продолжалась. В частности, Т. Эдисон самостоятельно заснял казнь электрическим током слонихи Топси, растоптавшей в зоопарке трех человек и за это умерщвленной в 1891 году [5]. Его пиар-ход удался. В 1892 году на американском Манхэттене появилась первая в США электростанция *Con Ed*, работающая на постоянном токе. Она начала обслуживать в г. Нью-Йорке 59 жилых домов. С этого времени система электроснабжения постоянным электрическим током начала активно развиваться во всех районах большого г. Нью-Йорка и в других городах США. Впрочем, Т. Эдисон своими не всегда достойными своего электротехнического величия действиями лишь на время отсрочил свое поражение в этой "войне" электрических токов. В 1893 году Дж. Вестингауз и Н. Тесла выиграли крупный заказ на освещение Чикагской Всемирной ярмарки с помощью 200 тысяч электролампочек [1, 2], работающих на переменном токе (рис. 4).

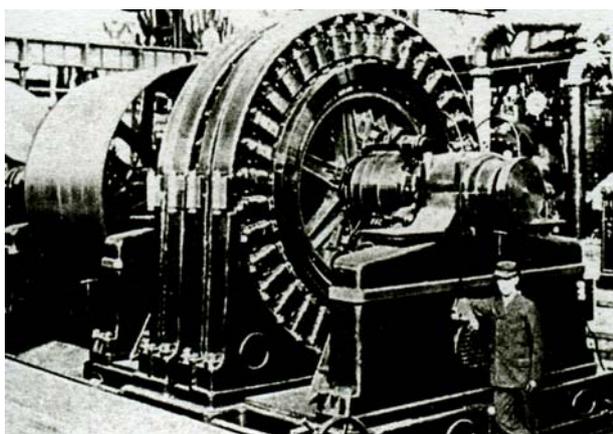


Рис. 4. Двухфазный генератор Н. Теслы, использовавшийся для освещения Чикагской Всемирной ярмарки в 1893 году

В 1896 году компания "Вестингауз Электрик Компани" совместно с Н. Теслой смонтировала электротехническое оборудование первой крупной гидроэлектростанции на Ниагарском водопаде (с тремя двухфазными генераторами общей мощностью

3680 кВт) для питания переменным током частотой 60 Гц предприятий и населения г. Буффало (рис. 5) [1-3]. Н. Тесла, продав все свои 40 патентов на изобретения в области многофазных электрических машин компании "Westinghouse Electric Corporation", включил "зеленый свет" для широкого внедрения в США в электротехническую практику электроэнергетического оборудования, работающего на переменном токе [4].

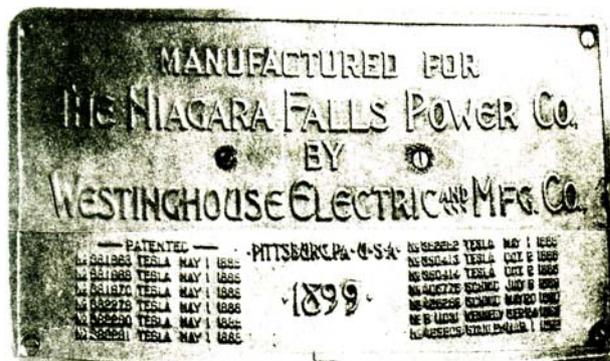


Рис. 5. Бронзовая доска на Ниагарской гидроэлектростанции (Ниагара-Фолс, США), на которой указаны внедренные к 1899 году здесь патенты Н. Теслы и где он назван первым изобретателем многофазной системы переменного тока

Т. Эдисону под давлением такой сильной конкуренции на американском электротехническом рынке со стороны мощной компании Дж. Вестингауза пришлось слить (объединить) свою компанию (рис. 6) с компанией Томсона-Хьюстона, являвшейся крупным поставщиком электротехнического оборудования переменного тока на американском континенте [1, 6]. В преимуществах переменного тока в США окончательно убедились через несколько десятилетий спустя к 30-м годам 20-го века (примерно за 30 лет его практического применения в промышленности и быту).

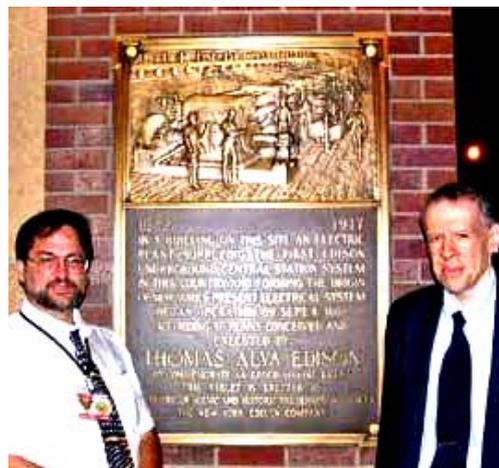


Рис. 6. Мемориальная бронзовая доска в честь Т. Эдисона на стене здания основанной им компании и ставшей впоследствии электротехнической компанией "Consolidated Edison"

Хотя уже в начале XX века большинство электростанций выдавали переменный ток, в мире существовало немало потребителей и постоянного тока. Переменный ток для них преобразовывался в постоянный с помощью ртутных выпрямителей. Электростанции постоянного тока строились вплоть до 30-х

годов прошлого столетия. Например, в г. Хельсинки окончательно перешли на переменный ток в 40-х годах, а в г. Стокгольме – в 60-х годах. Тем не менее, в США вплоть до 90-х годов 20-го столетия существовало 4,6 тыс. разрозненных потребителей постоянного тока. С 1998 года начались активные попытки по переводу их на переменный ток. С исчезновением в ноябре 2007 года в г. Нью-Йорке последнего потребителя постоянного электрического тока представители компании "Consolidated Edison", предоставляющей службу городского электроснабжения, перерезали последний питающий кабель (силовой фидер) этого вида тока проводимости [6]. На рис. 7 как раз и запечатлен этот исторический момент, наступивший в полдень пасмурного 14 ноября 2007 года: в желтой жилетке и голубой каске с логотипом компании "Consolidated Edison" главный инженер вышеупомянутой американской компании Фред Симмс перерезает символический кабель, положив тем самым в США конец более чем столетнему противостоянию между сторонниками Томаса Эдисона и Николы Теслы в теории и практике рассматриваемых электрических токов. Можно считать, что именно в этот день в г. Нью-Йорке условно закончилась "война" электрических токов, которую следует назвать Великой Столетней "войной" постоянного и переменного токов.

В последние годы своей жизни Н. Тесла часто гулял по парку вблизи своей гостиницы в г. Нью-Йорке, в которой он постоянно проживал свои долгие годы (семьей, собственной квартирой или домом он так и не обзавелся), в течение нескольких часов в день в одиночестве и добродушно кормил голубей.



Рис. 7. Исторический момент отключения в 2007 году компанией "Consolidated Edison" последних потребителей электроэнергии в г. Нью-Йорке от сети постоянного тока

Американский историк науки и техники Джо Каннингем в свое время заметил, что в тот момент 2007 года, когда в г. Нью-Йорке для его жителей перерезали последний электрический кабель постоянного тока, стая "голубей Теслы" пролетела над головами представителей указанной электротехнической компании, как бы обозначая своеобразным салютом это историческое событие. Возможно, это был "дух Теслы", бесшумно говоривший нам живущим на Земле: "Да, я выиграл войну электрических токов!".

2. ОБЛАСТИ СОВРЕМЕННОГО ПРИМЕНЕНИЯ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКОВ

Несмотря на условную победу переменного тока над постоянным, это вовсе не означает, что на практике применяется только переменный электрический ток. Непрерывное изменение направления движения свободных электронов проводника при переменном токе, его способность к трансформации открыли ему широкую дорогу во многие области техники и в наш быт. Все промышленное производство электроэнергетики на тепловых, атомных, гидровырабатывающих, гидроаккумулирующих, ветровых, приливных и термальных электростанциях во всем мире сейчас основано на использовании электромашин (турбогенераторов) переменного тока (в большинстве стран мира частотой 50 Гц, а в США – 60 Гц). Сейчас в мире подавляющая часть передачи (канализации) электроэнергии по воздушным и подземным (подводным) кабельным линиям базируется на высоком (амплитудой от 6 до 1150 кВ) переменном напряжении и слабом (с плотностью в токопроводах до $2 \cdot 10^6$ А/м²) переменном токе. Необходимо указать и то, что в настоящее время в связи с созданием мощных запираемых тиристоров и биполярных транзисторов с изолированным затвором в мире все активнее стали применяться мощные линии передачи (ЛППТ) и вставки (ВПТ) постоянного тока высокого напряжения не только для передачи электрической мощности, но и в качестве новых средств регулирования режимов работы энергосистем (в частности, в виде устройств для компенсации реактивной мощности и защиты от развала энергосистемы при аварии в ней в виде противоаварийной автоматики) [7]. Известно, что основными достоинствами воздушных ЛППТ являются их хорошая управляемость, более низкие по сравнению с воздушными линиями переменного тока потери на корону, возможность практически мгновенного изменения передаваемой по ним электрической мощности и отсутствие потерь реактивной мощности [7]. В тоже время главным недостатком воздушных ЛППТ считается плохая работа их электрической изоляции при сильных атмосферных загрязнениях и при тумане [7]. Современные ЛППТ и ВПТ базируются как на традиционных преобразователях тока (ПТ), так и на новых преобразователях напряжения (ПН). Следует отметить, что в конце 2006 года в мире эффективно работали четыре ЛППТ на ПН каждая мощностью более 50 МВт. Из них наиболее крупной считается введенная в эксплуатацию в 2002 году мощностью 330 МВт подводная кабельная ЛППТ длиной 40 км (на рабочее напряжение ± 150 кВ) через пролив Саунд (США) [7]. К 2008 году в мире уже работали 102 ЛППТ и ВПТ на ПТ общей мощностью более 50 ГВт. Сейчас по данным международной электроэнергетической группы СИГРЭ в мире активно ведутся проектные работы по 50 ЛППТ высокого напряжения с предполагаемым сроком ввода их в эксплуатацию до 2020 года [7].

Но не всегда хорош электрический ток, все время меняющий в проводе свое направление протекания. Вот Вы сели в троллейбус, поезд метрополитена или в вагон "электрички" на железной дороге. Здесь Вы попадаете во "владения" постоянного электриче-

ского тока. Дело в том, что простые и удобные электрические двигатели переменного тока не позволяют в широких пределах плавно менять скорость вращения своего ротора. А вспомните, сколько раз водителю троллейбуса приходится изменять скорость его движения. С такой беспокойной разносторонней работой хорошо справляется только двигатель постоянного тока. Питание этих двигателей осуществляется с тяговых выпрямительных подстанций. Приходящий на них с районных электростанций переменный электрический ток при помощи ртутных или иных выпрямителей преобразуется в постоянный ток, а затем подается в контактную сеть электротранспорта (в ее подвешенные медные провода и стальные рельсы).

Применение тяговых двигателей постоянного тока на транспортных машинах оказалось настолько выгодным, что их можно встретить на тепловозах и теплоходах. Их основными двигателями служат дизели, которые приводят в движение генераторы, вырабатывающие постоянный ток. А он, в свою очередь, заставляет работать электрические двигатели, вращающие колеса или гребные винты транспортных средств. Однако высокая стоимость и сложность преобразовательных подстанций заставили ученых и инженеров задуматься над использованием переменного тока на электротранспорте вместо постоянного тока. Сейчас уже есть участки железных дорог, использующие однофазный переменный ток. С успехом используют его и на многих дизель-электрических кораблях речного и морского флотов.

Дальнейшая электрификация железных дорог в нашей стране будет осуществляться преимущественно с использованием переменного тока электрическим напряжением 25 кВ. Этот ток будет превращаться в постоянный непосредственно на электровозах при помощи выпрямительных устройств (например, тиристорных вентилей). Хорошие регулировочные способности электродвигателей постоянного тока позволили с успехом применить их также на подъемно-транспортных механизмах. На обычных кранах, которые мы часто видим на строительстве домов, зданий и сооружений, работают двигатели переменного тока. Но на мощных подъемных кранах больших металлургических заводов устанавливают двигатели постоянного тока. Ведь здесь надо плавно поднимать и переносить огромные ковши с расплавленным металлом, разливать его в изложницы или подавать раскаленные болванки на прокатные станы. Эти электродвигатели приводят в движение и механизмы гигантских шагающих экскаваторов. Электродвигатели постоянного тока могут развивать очень большие скорости вращения – до 25 тыс. об/мин. Это позволяет получать большую мощность при сравнительно небольших размерах такого электродвигателя. Поэтому они незаменимы в качестве моторов управления, применяемых на самолетах для поворотов рулей высоты и крена, элеронов и закрылок, для подъема и опускания шасси и в других механизмах авиационной техники.

Неизменное направление движения зарядов в цепи постоянного тока определило важную область его применения, в которой переменный ток с ним соперничать не может. Речь идет об электролизе – про-

цессе, связанном с прохождением электрического ионного тока через жидкие растворы солей, кислот и щелочей (электролиты), разложением их и выделением на подключенных к положительному и отрицательному полюсам источника электрической энергии металлических электродах (на аноде и катоде) составных частей растворенных в электролите веществ (анионов и катионов) [8, 9]. Это свойство постоянного тока в электролитах широко используется в цветной металлургии при получении алюминия, магния, цинка, меди и других металлов. В химической промышленности при помощи электролиза получают водород, кислород, хлор и другие вещества. В гальванотехнике электролиз применяют для осаждения тонких слоев металла на поверхностях различных технических изделий. Таким же образом наносят защитные покрытия на металлические изделия (никелирование, хромирование), изготавливают типографские матрицы и т. п. Методы гальванизации и гальванотермии применяют в медицине для лечения некоторых болезней.

Постоянное направление движения свободных электронов в металле и плазменно-токовом дуговом канале помогает постоянному току соперничать с переменным током в сварочном деле и в некоторых видах освещения различных объектов и помещений технических сооружений. При сварке постоянным током частички металла с электрода переносятся на рабочее изделие более правильно и целенаправленно. Сварочный шов при этом получается качественнее, чем при сварке переменным электрическим током.

Зайдите на любую киностудию. Мощные дуговые кинопроекторы заливают светом ее съемочные павильоны. На переменном токе электрическая дуга горит менее устойчиво, дает меньше света и издает гул (шум), мешающий записи звука при киносъемке. Поэтому кинопроекторы питают постоянным током, который дает бесшумную устойчивую дугу. В мощных военных прожекторах и в дуговых кинопроекторных аппаратах также используется постоянный ток. Чтобы получить переменный ток, нужно непрерывно вращать ротор генератора переменного тока, а постоянный ток могут давать неподвижные аккумуляторные батареи или же гальванические элементы. Эти свойства источников электрического тока также в ряде случаев определяют область преимущественного применения постоянного тока вместо переменного.

Автомобиль стоит на месте. Как завести его двигатель? К услугам водителей предоставляется аккумуляторная батарея. Вы нажимаете кнопку стартера и двигатель постоянного тока, получая питание от аккумуляторной батареи, заводит мотор. А когда мотор работает, он вращает якорь генератора, который заряжает аккумулятор и тем самым восстанавливает израсходованную им на запуск мотора электрическую энергию. Такой обратимый процесс недоступен для переменного тока. Что было бы, если бы в железнодорожных поездах освещение питалось переменным током? Остановился поезд – перестали вращаться колеса вагонов, а вместе с ним остановились бы электрические генераторы и свет в вагонах погас бы. Но этого не происходит, потому что под вагонами установлены генераторы постоянного тока, работающие

параллельно с аккумуляторными батареями. Двигается поезд – роторы генераторов вращаются, они дают электроэнергию для освещения и одновременно заряжают аккумуляторные батареи его вагонов. Остановился поезд – аккумуляторные батареи вагонов посылают постоянный ток в осветительную сеть поезда.

Представим себе ситуацию, что на электростанции произошла авария: все турбо- или гидрогенераторы остановились и линии электропередачи, связывающие ее с другими электростанциями, отключились. В таких аварийных случаях выручает постоянный ток, получаемый от мощных резервных аккумуляторных батарей. С его помощью на электростанции приводят в движение вспомогательные механизмы, включают отключившиеся выключатели и снова пускают в работу главные турбо- или гидрогенераторы. Питание от аккумуляторной батареи очень надежно, поэтому все цепи защиты управления, автоматики и сигнализации на больших электростанциях работают, в основном, на постоянном токе. Может ли плавать дизельная подводная лодка без постоянного тока? На поверхности морской воды – да. В этом случае ее гребные винты вращаются бортовыми дизелями. Но под водой дизели экипажем останавливаются – не хватает воздуха, необходимого для их работы. В этих условиях на лодке работает двигатель постоянного тока, получающий электроэнергию, запасенную в аккумуляторных батареях. Когда лодка вновь всплывает на поверхность и включаются в работу дизели, электрический двигатель "превращается" в генератор и заряжает ее разряженные аккумуляторные батареи.

В подземных шахтах не везде можно подвесить металлический контактный провод для электровозов. Как же им в этих сложных условиях передвигаться? И тут опять выручает аккумуляторная батарея. На многих шахтах рудничные аккумуляторные электровозы доставляют уголь из самых отдаленных забоев. Электрические тележки с аккумуляторами – электрокары мы часто видим на железнодорожных вокзалах и товарных складах. Они в больших количествах имеются в промышленных цехах больших заводов и фабрик. Обратите внимание как кинооператор снимает какое-нибудь важное событие. В руках у него достаточно легкий киносъёмочный аппарат, а на поясе – аккумулятор. Нажал кнопку и аппарат заработал. Такие удобные аккумуляторные батареи широко применяются для переносных радиостанций, сигнальных устройств и электрических измерительных приборов. Следует отметить, что местами сделанные нами акценты могут привести читателя все же к мнению о победе переменного тока над постоянным. Но ведь, если вдуматься, то это "Пиррова победа". Ведь у каждого из данных видов тока – и переменного и постоянного – есть свое техническое предназначение. Каждый из этих электрических токов сейчас занял свою электротехническую нишу, каждый из них теперь занимается своим "делом", выполняет свою "работу". Хотя, если бы не было этой "войны" электрических токов, возможно, не было бы совершено столько научно-технических открытий, не было бы придумано такое количество инженерных решений, остались бы неизвестными для мира многие личности. И, на наш

взгляд, нет в этой электротехнической "войне" токов победителей и побежденных. Поэтому скажем большое спасибо Великой Столетней "войне" электрических токов (это тот редкий в истории человечества случай, когда жесткой борьбе и поистине воинственному противостоянию технических идей можно высказать благодарные слова) за сделанные благодаря ей технические открытия и принесенные человеческому обществу блага и поблагодарим имевших и имеющих прямое отношение к ней людей за то, что она для человечества успешно закончилась!

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Уилсон М. Американские ученые и изобретатели / Пер. с англ. – М.: Знание, 1975. – 248 с.
2. Баранов М.И. Никола Тесла и современная электротехника // Электротехника і електромеханіка. – 2006. – № 2. – С. 5-11.
3. Баранов М.И. Гениальный изобретатель Никола Тесла // Электропанорама. – 2008. – № 9. – С. 106-108.
4. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография. В 2-х томах. Том 1: Электрофизика и выдающиеся физики мира. – Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ", 2008. – 252 с.
5. По материалам www.subscribe.ru.
6. По материалам www.ieee.org.
7. Худяков В.В. Новая роль высоковольтной преобразовательной техники в энергосистемах / Электричество. – 2009. – № 9. – С. 2-14.
8. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. – М.: Наука, 1990. – 624 с.
9. Баранов М.И. Майкл Фарадей и его научные заслуги перед человечеством // Электротехника і електромеханіка. – 2009. – № 6. – С. 3-12.

Поступила 17.05.2010

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

Шерстюкова Татьяна Дмитриевна, инженер
ООО "ЭК "АМПЕР-ХАРЬКОВ"
Украина, 61001, г. Харьков, пр. Гагарина, 1, оф. 112
тел. (057) 754-88-18, e-mail: rossi@uaone.com

M.I. Baranov, T.D. Sherstyukova
Electrical engineering "war" of direct and alternative currents: short history and their modern application domains.

A short essay is resulted from world history of becoming, opposition and electrical engineering application of direct and alternative currents.

Key words – history, war, direct and alternative currents.

РАСЧЕТ ДИНАМИКИ ДВУХПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТА ПОСТОЯННОГО ТОКА С МАГНИТНОЙ ЗАЩЕЛКОЙ

У статті розглянуто питання розрахунку динамічних характеристик двошпозіційного електромагніту постійного струму з магнітною защілкою. Розраховано час спрацьовування механізму в залежності від джерела струму (постійна напруга, ємнісний накопичувач) та схеми підключення котушки відключення (замкнута або розімкнена).

В статье рассматривается вопрос расчета динамических характеристик двухпозиционного электромагнита постоянного тока с магнитной защёлкой. Рассчитано время срабатывания механизма в зависимости от источника питания (постоянное напряжение, ёмкостной накопитель) и схемы подключения катушки отключения (закорочена или разомкнута).

ВВЕДЕНИЕ

Настоящая статья является результатом работы по проектированию приводного механизма переключения потока жидкости. Требования, предъявляемые к такому приводу, были следующие: одинаковое время переключения, как в прямом, так и в обратном направлении; малое энергопотребление; постоянное значение противодействующей силы.

Анализ литературы и конструкций приводных электромагнитов позволил заключить, что наиболее подходящей конструкцией является двухпозиционный электромагнит постоянного тока с постоянными магнитами (магнитная защёлка). Такие электромагниты на базе постоянных магнитов из редкоземельных металлов широко используются как зарубежными, так и отечественными производителями [1, 2]. Эти электромагниты характеризуются достаточно высоким быстродействием (за счет перераспределения потока постоянного магнита и предварительно подмагниченного магнитопровода); отсутствием потребления электроэнергии в стационарном режиме работы; достаточно высокой надежностью.

К недостаткам данного магната можно отнести наличие двух катушек, одна из которых является (условно) включающей, а другая (так же условно) отключающей. Как правило, питание катушки отключается по достижении якорем электромагнита некоторого конечного значения рабочего воздушного зазора. Для облегчения процесса коммутации и защиты изоляции катушек параллельно им включается диод. Но при этом в отключающей катушке будут индуцироваться токи, замыкающиеся через диод. В этом случае необходимо определить их влияние на процесс срабатывания электромагнита в каждом конкретном случае. Кроме того, питание катушек может осуществляться как от источника постоянного напряжения, так и емкостного накопителя и выбор того или иного источника питания, как оптимального, так же остается под вопросом. Описанные задачи достаточно сложны но, в конечном счете, определяют работу приводного электромагнита. Решение такой задачи актуально, так как позволяет определить динамические параметры системы.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Провести расчет динамики двухпозиционного электромагнита постоянного тока с магнитной защелкой при питании катушки от источника постоянного

напряжения и ёмкостного накопителя, оценив при этом влияние короткозамкнутой отключающей катушки на время срабатывания.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ФОРМУЛИРОВКА ЗАДАЧИ

Вид электромагнита в осесимметричной системе показан на рис. 1.

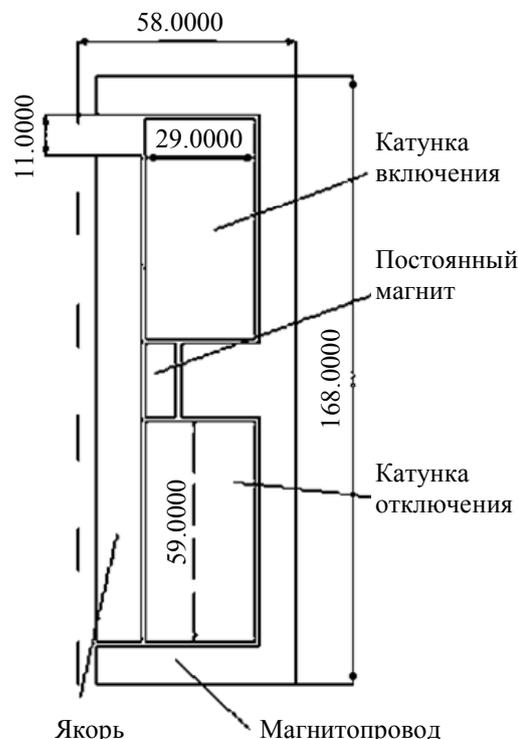


Рис. 1. Расчетная модель двухпозиционного электромагнита с магнитной защёлкой

Уравнение для векторного магнитного потенциала в нестационарной постановке для осесимметричной задачи без учета токов смещения в общем виде запишется:

$$\sigma \cdot \frac{\partial A_{\varphi}(t)}{\partial t} + \nabla \times (\mu^{-1} \cdot \nabla \times A_{\varphi}(t)) = J_{\varphi}(t) \quad (1)$$

В (1) предполагается, что вид уравнения изменяется в зависимости от расчетной области.

Плотность тока катушки определяется на основании уравнения для электрической цепи. Пренебрегая неравномерностью тока в отдельном проводящем витке для катушки включения можно записать:

$$R \cdot i(t) + \frac{w}{S} \cdot \iiint_V \frac{\partial A_{\varphi}}{\partial t} \cdot dV = U(t), \quad (2)$$

где $i(t)$ – ток катушки; R – активное сопротивление катушки; w – число витков катушки; S – площадь поперечного сечения катушки; V – объем катушки; $U(t)$ – приложенное напряжение, вид которого зависит от источника питания.

Аналогичным будет и уравнение для катушки отключения, замкнутой через диод:

$$R \cdot i(t) + \frac{w}{S} \cdot \iiint_V \frac{\partial A_{\varphi}}{\partial t} \cdot dV = 0. \quad (3)$$

Уравнения движения якоря известны и были подробно рассмотрены в предыдущих статьях, например [3]. Для однозначности решения задача должна быть дополнена начальными условиями, которые для уравнений поля запишутся в виде:

$$A_{\varphi}(0, r, z) = f(r, z), \quad (4)$$

где $f(r, z)$ – распределение магнитного потенциала в расчетных областях при обесточенной катушке в нижнем (см. рис. 1) положении якоря, полученное на основании решения стационарной задачи для магнитного потенциала при наличии в системе постоянного магнита.

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ РАСЧЕТА

В качестве основных исходных данных были заданы: приведенная масса якоря – 2,5 кг; активное сопротивление катушки – 46 Ом; число витков – 3200; напряжение – 200 В; емкость – $200 \cdot 10^{-6}$ Ф; противодействующая сила – 150 Н.

Для ферромагнитного сердечника и якоря задавалось значение относительной магнитной проницаемости в функции модуля магнитной индукции. Расчеты динамики проводились для электрической проводимости материала электромагнита равной 2 MS/m.

РЕШЕНИЕ ПОСТАВЛЕННОЙ ЗАДАЧИ

Решение задачи проводилось численными методами (метод конечных элементов) в нестационарном режиме на деформируемой сетке решателем с автоматическим (в зависимости от получаемого результата) выбором временного шага для временного интервала (0-0,07 с). Ход якоря – 10 мм. Расчеты проводились для следующих вариантов:

1. Постоянное напряжение, катушка отключения а) разомкнута; б) замкнута накоротко.
2. Источник энергии – накопительная ёмкость, катушка отключения а) разомкнута; б) замкнута накоротко.

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА

На первом этапе проводился расчет динамики электромагнита с разомкнутой катушкой отключения. На рис.2 показана зависимость пути от времени.

Как следует из графика (рис. 2) время срабатывания электромагнита составляет величину равную 0,044 с. Однако, расчеты показывают, что пиковое значение ЭДС в катушке отключения составляет величину порядка 120 В, что составляет 60 % от напряжения, приложенного к катушке включения. В этой

связи, на следующем этапе был проведен расчет динамики электромагнита при замкнутой накоротко катушке отключения. Зависимость пути якоря от времени для этого случая показана на рис. 3.

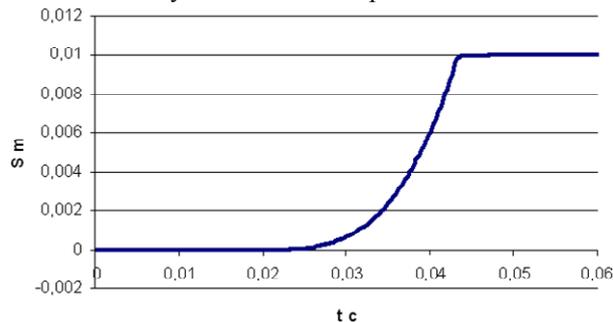


Рис. 2. Зависимость пути якоря от времени при разомкнутой катушке отключения

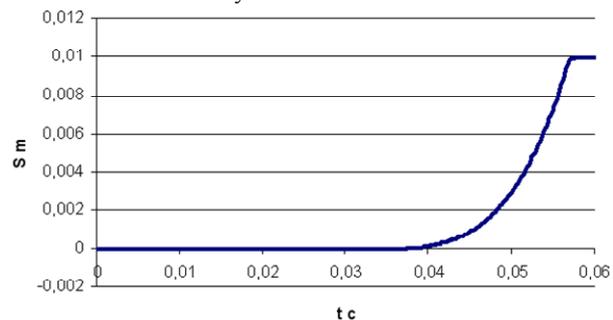


Рис. 3. Зависимость пути якоря от времени при замкнутой катушке отключения

Как следует из рис. 2, время срабатывания увеличилось до 0,057 с, т.е. практически на треть.

На втором этапе, исследовалось влияние катушки отключения на динамику электромагнита в случае питания катушки включения от ёмкостного накопителя. На рис. 4 показан график зависимости пути от времени при разомкнутой катушке отключения.

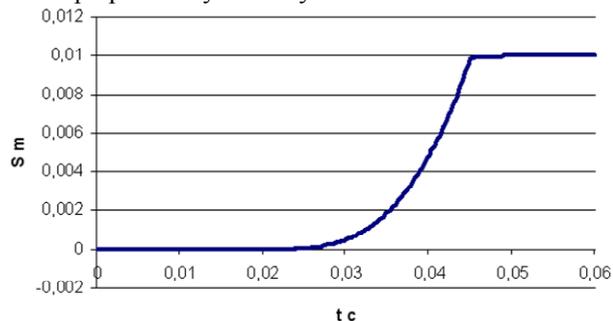


Рис. 4. Зависимость пути якоря от времени при разомкнутой катушке отключения

Время включения составляет величину 0,045 с. На рис. 5 показано изменение напряжения на емкости.

Остаточное напряжение на ёмкости равно 157 В, или 78,5 % от начального. Аналогичные графики были построены при замкнутой катушке отключения.

На рис. 6 показано значение хода в зависимости от времени, а на рис. 7 – напряжение на ёмкости.

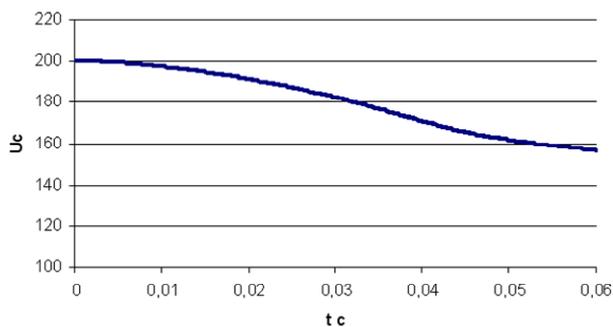


Рис. 5. Напряжение на ёмкости при разомкнутой катушке отключения

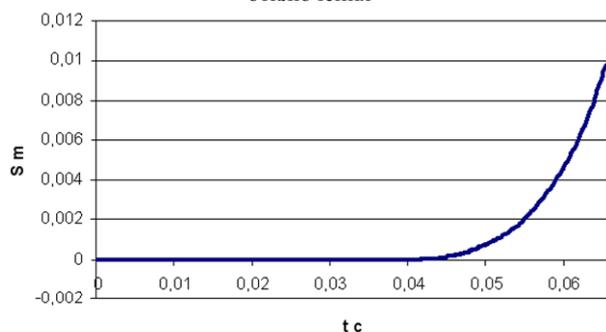


Рис. 6. Зависимость пути якоря от времени при замкнутой катушке отключения

Время включения составляет величину порядка 0,066 с, что на 46 % больше аналогичного значения при разомкнутой катушке.

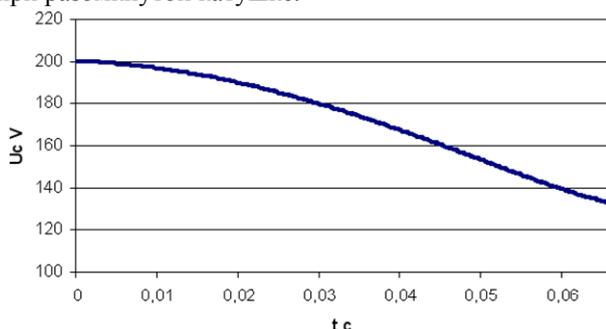


Рис. 7. Напряжение на ёмкости при замкнутой катушке отключения

Остаточное напряжение на ёмкости равно 132 В, что составляет величину 66 % от начального напряжения.

На рис. 8 показано распределение z составляющей магнитной индукции, которое свидетельствует о сложности процессов, протекающих в магнитах такого вида.

ВЫВОДЫ

На базе разработанной математической модели динамики двухпозиционного электромагнита постоянного тока с магнитной защёлкой были проведены расчеты по определению влияния катушки отключения на время срабатывания. В расчетах показано, что в случае подключения катушки включения на постоянное напряжение, замыкание катушки отключения приводит к увеличению времени срабатывания электромагнита на 30 %. В случае подключения катушки включения к ёмкостному накопителю, время включения увеличивается на 46 %, а остаточное напряжение

уменьшается на 16 % по сравнению вариантом разомкнутой катушки отключения.

На основании расчетов можно заключить: быстроедействие и увеличения остаточного напряжения на конденсаторе можно добиться усложнением схемы управления, подключая шунтирующий диод только на время работы катушки.

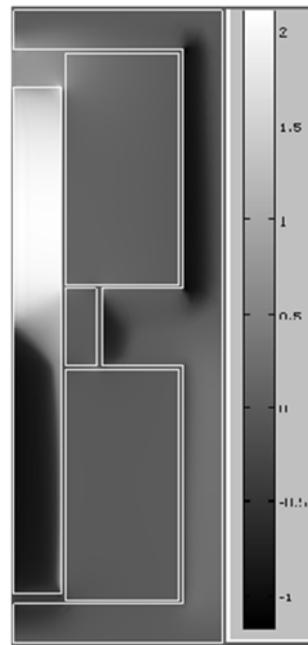


Рис. 8. Распределение z составляющей магнитной индукции в магнитопроводе

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Б.В. Клименко, В.М. Бугайчук, А.М. Гречко. Опытный образец двухпозиционного привода вакуумного выключателя среднего напряжения // Электротехника і електромеханіка. – 2005. – № 2. – С. 23-27.
2. Б.В. Клименко, В.М. Бугайчук, А.М. Гречко, С.В. Вырвец. Быстродействующий электромагнитный привод с вытеснением магнитного поля для вакуумного выключателя среднего напряжения // Электротехника і електромеханіка. – 2006. – № 4. – С. 22-26.
3. Е.И. Байда. Моделирование динамических характеристик электромагнитных механизмов постоянного тока с магнитной защёлкой // Электротехника і електромеханіка. – 2010. – № 2. – С. 3-5.

Поступила 18.06.2010

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

E.I. Bayda

Calculation of dynamics twoposition electromagnet of direct-current with magnetic catch.

In the article the question of calculation dynamic descriptions twoposition electromagnet of direct-current is examined with a magnetic catch. Time of wearing-out of mechanism is expected depending on the source of feed (permanent tension, by a capacity store) and chart of connecting of spool of disconnecting (short-out or broken a secret).

Key words – electromagnet, magnetic catch, mechanism, direct-current.

РОЗРАХУНОК РОБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЛІНІЙНОГО ДВИГУНА ЗВОРОТНО-ПОСТУПАЛЬНОГО РУХУ В ПАКЕТІ MATLAB/SIMULINK

Розроблено Simulink-модель лінійного двигуна з постійними магнітами, а також віртуальний стенд для отримання його робочих характеристик. На підставі розробленої моделі, отримано робочі характеристики двигуна, та проведено порівняння результатів моделювання з даними фізичного експерименту.

Разработана Simulink-модель линейного двигателя с постоянными магнитами, а также виртуальный стенд для получения его рабочих характеристик. На основании разработанной модели, получены рабочие характеристики двигателя и проведено сравнение результатов моделирования с данными физического эксперимента.

ВСТУП

Лінійні двигуни (ЛД) досить широко використовуються у якості приводів компресорів, насосів, виконавчих механізмів, вібраторів, електроінструменту та інших механізмів, що передбачають лінійне чи зворотно-поступальне переміщення робочого органу [1]. На сьогоднішній день вони є альтернативою традиційним приводам на основі двигунів обертання з передачами, що перетворюють обертальний рух в прямолінійний. До їх переваг відносяться відсутність механічних передач, низький рівень шуму, висока надійність та покращена керованість.

Особливістю застосування ЛД є те, що рухома частина двигуна, безпосередньо приєднується до навантаження. Звідси, слідує необхідність узгодження параметрів та характеристик машини з її робочим органом та характером навантаження. Ефективна робота ЛД, як складової частини часто досить складної електромеханічної системи, багато в чому залежить від раціонально підібраних головних розмірів машини, параметрів обмоток та інших чинників, що в подальшому зумовлять ті чи інші робочі й електромеханічні характеристики та взаємодію двигуна з робочим органом. Як правило, таку інформацію можна отримати на підставі експериментальних досліджень, тобто вже після того, як буде побудована фізична модель і змінювати щось уже складно. Натомість, проведення досліджень за допомогою комп'ютерних моделей, значно зменшує вартість проектних робіт, спрощує процес отримання необхідних характеристик, а також дозволяє провести, при необхідності, їх оптимізацію.

Математичну модель лінійного двигуна зворотно-поступального руху (вібратора), а також основні підходи для отримання його характеристик та параметрів представлено в роботах [2-4]. Метою даної роботи є розробка комп'ютерної моделі лінійного двигуна з постійними магнітами зворотно-поступального руху, а також віртуального експериментального стенду для отримання його робочих характеристик.

КОНСТРУКЦІЯ ЛІНІЙНОГО ДВИГУНА

Будова ЛД з безпазовою структурою статора [5] представлена на рис. 1. Двигун складається зі сталевго циліндричного корпусу 1 в якому жорстко закріплений магнітопровід 2 статора з обмоткою 3. Рухома частина (якір) містить постійні магніти 4, намагнічені у аксіальному напрямку та сталеві концентратори (полюси) 5, закріплені на немагнітному стрижні 6.

Якір двигуна з'єднується із статором через циліндричні гвинтові пружини 7 і має можливість переміщатися в осьовому напрямку.

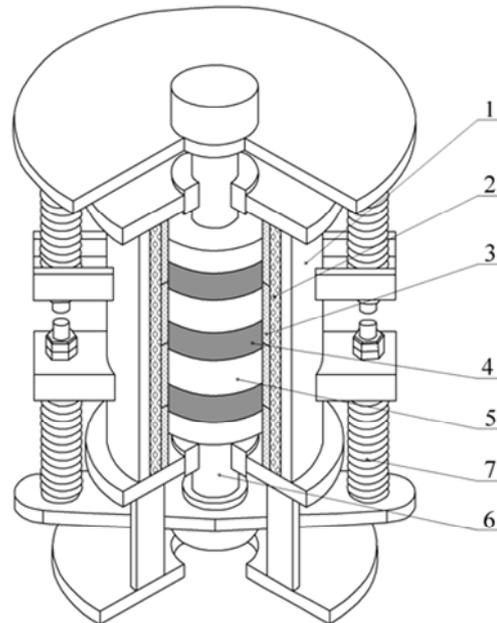


Рис. 1. Загальний вигляд ЛД зворотно-поступального руху

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЛІНІЙНОГО ДВИГУНА З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

В загальному випадку рівняння електричної рівноваги обмотки статора двигуна можна представити у вигляді

$$u = iR_s + \frac{d\Psi(x,i)}{dt}, \quad (1)$$

де u – напруга живлення; i – струм в обмотці статора; R_s – активний опір обмотки статора; $\Psi(x,i)$ – потокозчеплення обмотки в залежності від положення якоря та струму в обмотці.

Для спрощення будемо вважати, що магнітопровід ненасичений, тоді потокозчеплення визначиться

$$\Psi(x,i) = \Psi_{pm}(x) + L(x)i, \quad (2)$$

де $\Psi_{pm}(x)$ – потокозчеплення, що створюється постійними магнітами і яке залежить тільки від положення якоря; $L(x)$ – індуктивність обмотки в залежності від положення якоря, x – положення якоря, i – миттєве значення струму обмотки статора.

В рівнянні (2) індуктивність та потокозчеплення є періодичними функціями положення якоря x . Вра-

ховуючи, що амплітуда коливання якоря X_m не перевищує половини полюсної поділки $\tau/2$, вищезгадані залежності можна з достатнім наближенням представити синусоїдними функціями.

Регулюванням пружин 7 (рис. 1), осі котушок обмотки статора суміщають з осями полюсів 5. Таким чином досягається механічна та магнітна симетрія машини. При цьому коливання якоря відбуваються відносно положення механічної рівноваги.

Якщо прийняти за початок координат осі x середину однієї з котушок статора (положення $x = 0$ позначене на рис. 2), то залежності потокозчеплення та індуктивності обмотки статора від положення якоря ЛД запишуться в наступному вигляді [4]:

$$\Psi_{\delta m}(\delta) = \Psi_m \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x\right); \quad (3)$$

$$L(\delta) = L_0 + L_m \cos\left(\frac{2\pi}{\tau} x\right), \quad (4)$$

де Ψ_m – амплітудне значення потокозчеплення; L_0, L_m – відповідно середнє та амплітудне значення індуктивності обмотки статора; τ – полюсна поділка.

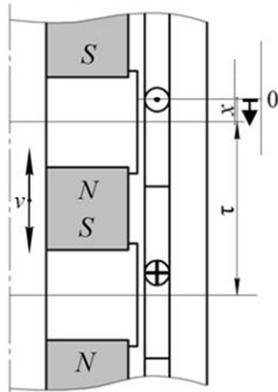


Рис. 2. Схематичне зображення пари полюсів ЛД

Рівняння (1-4) доповнимо рівнянням рівноваги сил, яке для випадку одномасової механічної системи матиме вигляд

$$m_a \frac{d^2 x}{dt^2} + kx + b \frac{dx}{dt} + F_f \operatorname{sign} \frac{dx}{dt} = F_e, \quad (5)$$

де m_a – маса якоря; F_e – електромагнітна сила; k – коефіцієнт жорсткості пружин; b – коефіцієнт в'язкого демпфування; F_f – сила сухого тертя.

Величину миттєвого значення електромагнітної сили при даному миттєвому значенні струму і потокозчеплення можна визначити як похідну магнітної енергії двигуна W_m за переміщенням якоря [6]

$$F_a = \frac{\partial W_m}{\partial x} \Big|_{i=\text{const}} = \frac{d\Psi_{\delta m}}{dx} i + \frac{1}{2} \frac{dL}{dx} i^2. \quad (6)$$

З виразів (3, 4):

$$\frac{d\Psi_{\delta m}(x)}{dx} = \frac{\Psi_m \pi}{\tau} \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right); \quad (7)$$

$$\frac{dL(x)}{dx} = -\frac{2L_m \pi}{\tau} \sin\left(\frac{2\pi}{\tau} x\right), \quad (8)$$

отже електромагнітна сила запишеться у вигляді

$$F_e(x, i) = \frac{\Psi_m \pi}{\tau} i \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) - \frac{L_m \pi}{\tau} i^2 \sin\left(\frac{2\pi}{\tau} x\right). \quad (9)$$

Для визначення величин Ψ_m, L_0 та L_m , що входять до рівнянь (1-9), проводилось вирішення польової задачі розрахунку магнітного поля в активній зоні двигуна.

РОЗРАХУНОК МАГНІТНОГО ПОЛЯ

Чисельний розрахунок магнітного поля двигуна виконувався методом скінченних елементів за допомогою програми Comsol [7]. Задача вирішувалась як осесиметрична, в циліндричній системі координат, в площині roz для векторного потенціалу A , що має єдину ϕ -компоненту – $A = (0, A_\phi, 0)$, в магнітостатичному наближенні.

На рис. 3 представлено розподіл в осьовому перерізі ЛД розрахункових значень векторного потенціалу (ізолінії) і значення модуля магнітної індукції B_{norm} (затемненням) при струмовому навантаженні $i = 2,5$ А в положенні якоря $x = 0$.

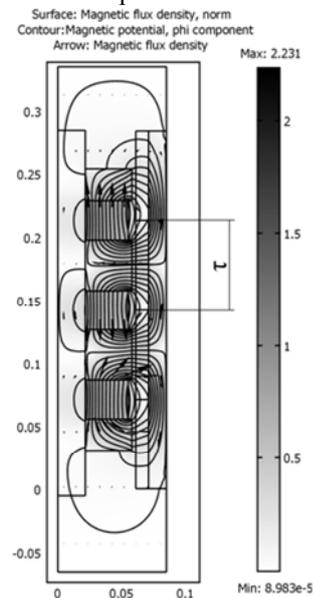


Рис. 3. Розподіл магнітного поля в активній зоні ЛД

Потокозчеплення обмотки двигуна, що має чотири послідовно з'єднані котушки можна визначити за наступним виразом

$$\Psi = \sum_{n=1}^{n=4} \frac{w}{S_n} \int 2\pi r A_\phi dS_n, \quad (10)$$

де w – кількість витків котушки; S – площа перерізу котушки.

За допомогою цього виразу спочатку розраховувалось значення $\Psi_{pm}(x)$ при різних положеннях якоря $x = var$, поклавши при цьому струм $i = 0$. Далі, задавшись довільним значенням струму, визначалась залежність $\Psi(x, i)$ при $x = var, i = \text{const}$.

Тоді, з виразу (2) індуктивність обмотки двигуна $L(x)$ дорівнює

$$L(x) = \frac{\Psi(x, i) - \Psi_{\delta m}(x)}{i}. \quad (11)$$

За результатами розрахунків були отримані наступні значення потокозчеплення та індуктивностей: $\Psi_m = 2,35$ Вб; $L_0 = 0,071$ Гн; $L_m = 0,0035$ Гн.

SIMULINK-МОДЕЛЬ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО СТЕНДУ

Для отримання робочих характеристик ЛД при різних типах навантаження, було розроблено модель віртуального дослідного стенду в середовищі Matlab/Simulink [8] (рис. 4).

В даній моделі задається два типи навантаження – "сухе тертя" – блок [Coulomb friction], а також нава-

нтаження типу "в'язке тертя" – блок [Viscous friction]. При цьому вважається, що навантаження жорстко приєднане до якоря, тобто рівняння рівноваги сил (5) матиме наступний вигляд

$$m_a \frac{d^2 x}{dt^2} + kx + b \frac{dx}{dt} + F_f \operatorname{sign} \frac{dx}{dt} + F_{load} = F_e, \quad (12)$$

де F_{load} – сила з якою навантаження діє на якір.

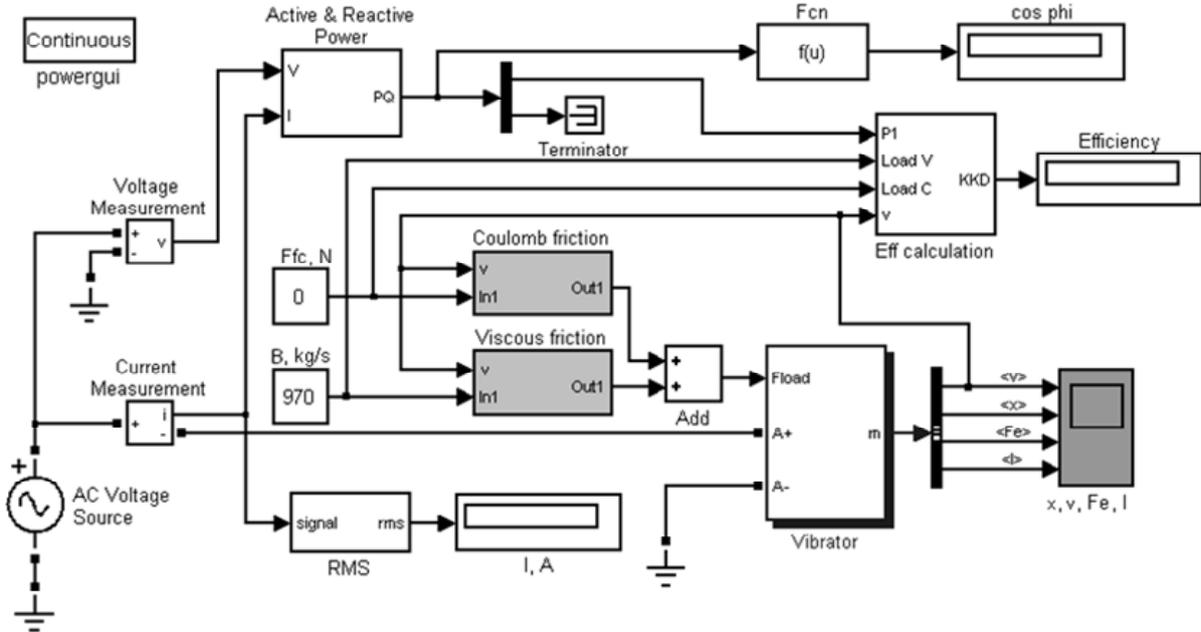


Рис. 4. Віртуальний стенд для отримання робочих характеристик ЛД

Для навантаження типу "сухе тертя"

$$F_{load} = F_{fc} \operatorname{sign} \frac{dx}{dt},$$

а для навантаження типу "в'язке тертя" $F_{load} = F_{fv} \frac{dx}{dt}$, де F_{fc} – сила сухого тертя на-

вантаження; $F_{fv} = B \frac{dx}{dt}$ – сила в'язкого тертя навантаження, B – коефіцієнт в'язкого демпфування навантаження.

Живлення двигуна здійснюється від джерела синусоїдної напруги $u(t) = U_m \sin \omega t$. Так як система рівнянь (1-9) є нелінійною, то в усталеному режимі струм матиме крім першої також гармоніки вищого порядку. Далі, при розрахунку активної потужності P_1 , реактивної потужності Q_1 та коефіцієнту потужності $\cos \phi$, враховується лише перша гармоніка струму, що справедливо для синусоїдної напруги.

До робочих характеристик ЛД відносяться залежності коефіцієнта потужності $\cos \phi$, коефіцієнта корисної дії η , діючого значення струму двигуна I , амплітуди коливання якоря X_m , споживаної потужності P_1 , тягового зусилля F_e (електромагнітної сили) в залежності від корисної потужності P_2 .

Обчислення коефіцієнту потужності та ККД двигуна проводиться на підставі загальновідомих виразів. Корисна потужність, що виділяється в навантаженні, визначається за виразами:

- для навантаження типу "сухе тертя"

$$P_c = \frac{F_{fc}}{T} \int_0^T \operatorname{sign}(v) \cdot v dt, \quad (13)$$

де $v = dx / dt$ – швидкість якоря;

- для навантаження типу "в'язке тертя" (сила тертя залежить від швидкості)

$$P_v = \frac{B}{T} \int_0^T v^2 dt. \quad (14)$$

Тоді ККД визначиться за виразом:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_c + P_v}{P_1}. \quad (15)$$

Блок [Vibrator] (рис. 5) реалізує віртуальну модель лінійного двигуна зворотно-поступального руху.

Модель побудована на основі керованого джерела струму (блок [Controlled Current Sources]). Блок [Flux Linkage calculation] здійснює обчислення потокозчеплення згідно з виразами (3, 4). Блок [Fe calculation] виконує обчислення електромагнітної сили F_e за рівнянням (9). Вхідними сигналами блоку є положення якоря x , а також струм i в обмотці статора.

Блок [Mover equation] реалізує обчислення поточної координати якоря та його швидкості на підставі рівняння (12).

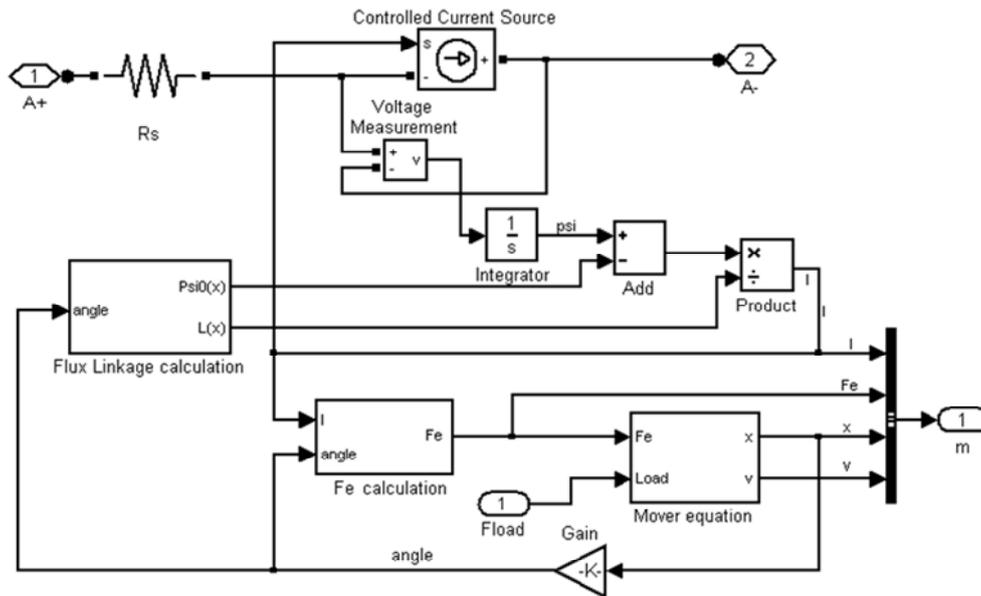


Рис. 5. Simulink-модель лінійного двигуна

РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ

Розрахунки проводилися для наступних параметрів двигуна: $m_a = 75$ кг; $b = 350$ кг/с; $k = 687153$ Н·м; $R_s = 20,4$ Ом; $\tau = 0,071$ м; $F_f = 15$ Н.

Робочі характеристики двигуна знімалися для випадку, коли частота коливання якоря дорівнює частоті механічного резонансу $\omega = \omega_p$, оскільки даний режим роботи є найбільш ефективним, а також за незмінної амплітуди напруги живлення $U_m = \text{const}$.

На рис. 6 показано осцилограми перехідних процесів та вихід на усталений режим для швидкості v , переміщення x , електромагнітної сили F_e , а також струму статора i отримані за допомогою віртуального осцилографа (блок [x, v, Fe, I]).

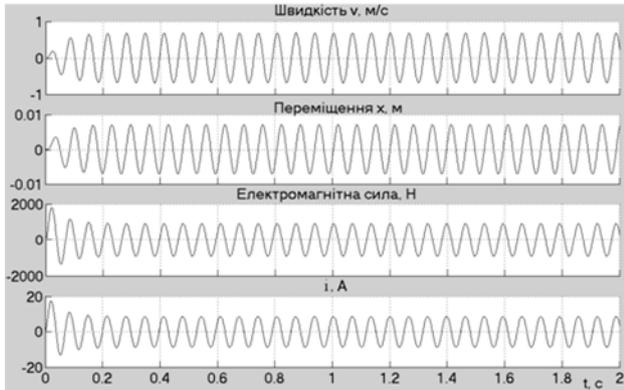


Рис. 6. Осцилограми швидкості v , переміщення якоря x , електромагнітної сили F_e та струму статора i

Зміна навантаження здійснюється за допомогою блоку [Ffc, N] для навантаження типу "сухе тертя", та за допомогою блоку [B, kg/s] для навантаження типу "в'язке тертя". Робочі характеристики, отримані наведеним способом для навантаження типу "в'язке тертя", ілюструють рис. 7, 8.

Важливою енергетичною характеристикою машини є ККД, який для двигуна зворотно-поступального руху залежить не тільки від навантаження, а також від того, настільки частота коливань якоря відрізняється від частоти механічного резонансу. Зна-

чену залежність (при $P_2 = \text{const}$) ілюструє рис. 9, на якому також представлено залежність фазового кута коливань θ (кут між електромагнітною силою F_e та переміщенням якоря x) від відношення ω / ω_p .

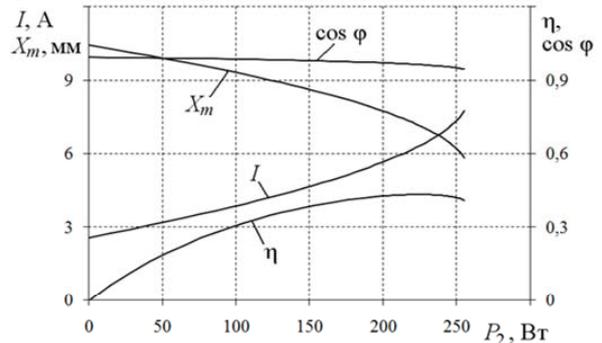


Рис. 7. Робочі характеристики ЛД: $\cos \varphi$; η ; I ; $X_m(P_2)$

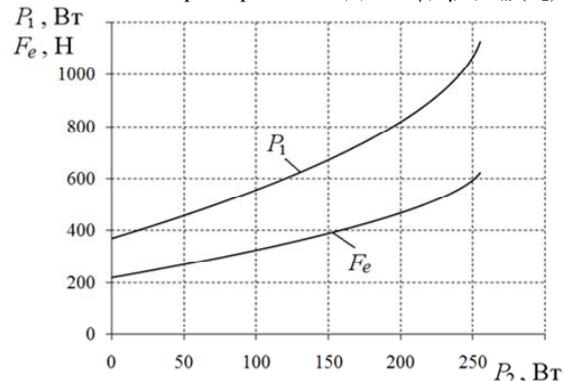


Рис. 8. Робочі характеристики ЛД: P_1 ; $F_e(P_2)$

З метою перевірки розроблених комп'ютерних моделей, проводилось порівняння характеристик машини, отриманих за допомогою віртуального стенду за рис. 4, з даними фізичного експерименту.

Дослідження фізичної моделі ЛД проводилось на експериментальному стенді, представленою на рис. 10. Стенд містить лінійний двигун 1, який жорстко прикріплений до рами 2 за допомогою пластин і дозволяє провести вимірювання статичних та динамічних характеристик ЛД.

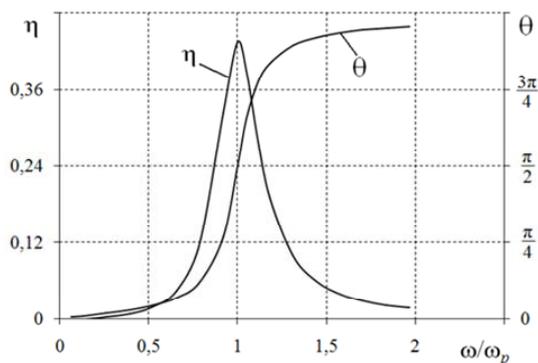


Рис. 9. Залежність ККД η та фазового кута коливань θ від частоти

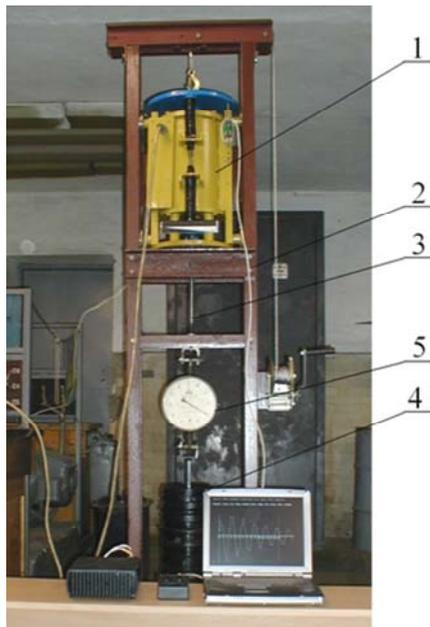


Рис. 10. Дослідний експериментальний стенд

Для знімання тягових характеристик машини $F_e(x, i)$ до стрижня якоря через шток 3, приєднувався вантаж 4. Методика отримання тягових характеристик наведена в [9]. Значення електромагнітної сили F_e в залежності від положення якоря x та струму в обмотці i вимірюється динамометром 5.

На рис. 11 представлено тягові характеристики двигуна для значень струму $i = 1,5; 2; 3$ А в діапазоні положення якоря $x = -25 \div 25$ мм.

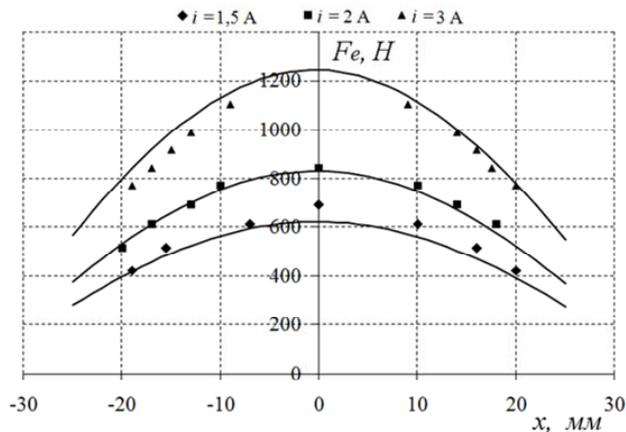


Рис. 11. Тягові характеристики ЛД: суцільною лінією – розрахунок; маркером – експеримент

Наведені результати, ілюструють задовільний збіг розрахункових та експериментальних даних і свідчать про достовірність розроблених комп'ютерних моделей. Наявна похибка пояснюється прийнятими в розрахунковій моделі спрощеннями а також похибками експерименту.

Точність розрахунків можна підвищити шляхом представлення потокозчеплення машини $\Psi(x, i)$ сукупністю поліноміальних виразів, що враховують насичення магнітопроводу та реальний розподіл потокозчеплення, який, в загальному випадку, може відрізнятися від синусоїдного.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Хитерер М.Я., Овчинников И.Е. Синхронные электрические машины возвратно-поступательного движения. – СПб.: КОРОНА принт, 2004. – 368 с.
- I. Yatchey, K. Hinny, V. Gueorgiev. Dynamic characteristics of a bistable linear actuator with moving permanent magnet // Serbian Journal of Electrical Engineering. – 2004. – Vol. 1, No.2. – P. 207-214.
- Голенков Г.М., Бондар Р.П., Макогон С.А., Богаєнко М.В., Попков В.С. Моделювання роботи електричного вібратора з коаксіально-лінійним індукційним двигуном при різних законах регулювання. "Технічна електродинаміка". Інститут електродинаміки НАН України. Київ, 2007/2. – С. 54-59.
- Бондар Р.П. Електромеханічні характеристики коаксіально-лінійного синхронного вібратора установки для безтраншейної проходки горизонтальних свердловин. "Технічна електродинаміка". Інститут електродинаміки НАН України. Київ, 2008/2. – С. 31-35.
- Пат. 14111 Україна, МПК E02D 7/10, E02D 7/18, E02D 7/20. Вібробудувач: Богаєнко М.В., Бондар Р.П., Голенков Г.М., Голуб В.П., Макогон С.А., Павленко П.В., Попков В.С. Заявл. 15.11.2005; Опубл. 15.11.2006; Бюл. № 5. – 3 с.: іл.
- Нейман Л.Р., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники: Ч. 1. – М.; Л., 1959. – 296 с.
- www.comsol.com.
- www.mathworks.com.
- Ряшенцев Н.П., Тимошенко Е.М., Фролов А.В. Теория, расчет и конструирование электромагнитных машин ударного действия. – Новосибирск: Наука, 1970. – 259 с.

Надійшла 30.08.2010

Бондар Роман Петрович, к.т.н.,
 Голенков Геннадій Михайлович, к.т.н., доц.
 Київський національний університет
 будівництва і архітектури,
 кафедра електротехніки та електроприводу,
 Україна, 03037, Київ-37, просп. Повітрофлотський, 31,
 тел. (044) 241 55 10
 Подольцев Олександр Дмитрович, д.т.н.
 Інститут електродинаміки,
 Україна, 03680, Київ-57, просп. Перемоги, 56
 тел. (044) 454 25 68

R.P. Bondar, G.M. Golenkov, A.D. Podoltsev
Modeling of characteristics of alternating motion linear motor in Simulink/Matlab software package.

The Simulink model of linear permanent magnet motor and virtual test stand for production its characteristics are developed. The characteristics of motor on the basis of developed model are received and comparison of modeling results with physical experimental data is done.

Key words – characteristics, linear motor, modeling.

ДАТЧИК АМПЛИТУДЫ НАПРЯЖЕНИЯ СТАТОРА В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С ЧАСТОТНО-ТОКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В статті розглянуті питання побудови датчика амплітуди основної гармоніки статорної напруги асинхронного двигуна під час живлення його від перетворювача частоти. Запропонована структура датчика, визначені вимоги до вузлів датчика та проведена оцінка його метрологічних параметрів.

В статье рассмотрены вопросы построения датчика амплитуды основной гармоники статорного напряжения асинхронного двигателя при питании его от преобразователя частоты. Предложена структура датчика, определены требования к узлам датчика и проведена оценка его метрологических параметров.

Одним из путей упрощения электропривода с асинхронным электродвигателем с короткозамкнутым ротором является использование частотно-токового управления при четырехпроводном подключении двигателя к инвертору [1-3]. В этом случае трехфазный инвертор распадается на три независимых однофазных инвертора, что позволяет с помощью простых релейных элементов осуществить широтно-импульсную модуляцию на аппаратном уровне, а функции контроллера сводятся к формированию двух медленно изменяющихся эталонных сигналов. Структурная схема такого электропривода, предназначенного для работы от однофазной сети, показана на рис. 1.

По отношению к двигателю однофазные инверторы являются управляемыми по амплитуде и частоте источниками переменного синусоидального тока, повторяющего (с точностью до ширины зоны гистерезиса релейного элемента) форму эталонного сигнала. Для управления моментом на валу и скоростью вращения двигателя используется информация о скорости вращения вала, и амплитуде первой гармоники

напряжения статора [3], а значения токов статора находятся из условия их равенства эталонным сигналам.

Необходимость в датчике напряжения статора в электроприводе обусловлена тем, что эта информация используется в алгоритме управления приводом для ограничения тока цепи намагничивания при изменении частоты и величины тока статора в широких пределах. При создании электропривода возникают определенные трудности с построением датчика амплитуды напряжения статора. Это связано с рядом обстоятельств. Во-первых, первая гармоника напряжения статора изменяется в широких пределах по амплитуде (0-310 В) и частоте (0,1-50 Гц). Во-вторых, напряжение на выходе инвертора представляет собой двухполярный импульсный сигнал с большим содержанием высших гармоник. В-третьих, наличие пульсаций на выходе датчика, его погрешность и инерционность значительно снижают качество управления.

В [4] предложено построение датчика, основанное на реализации следующего преобразования:

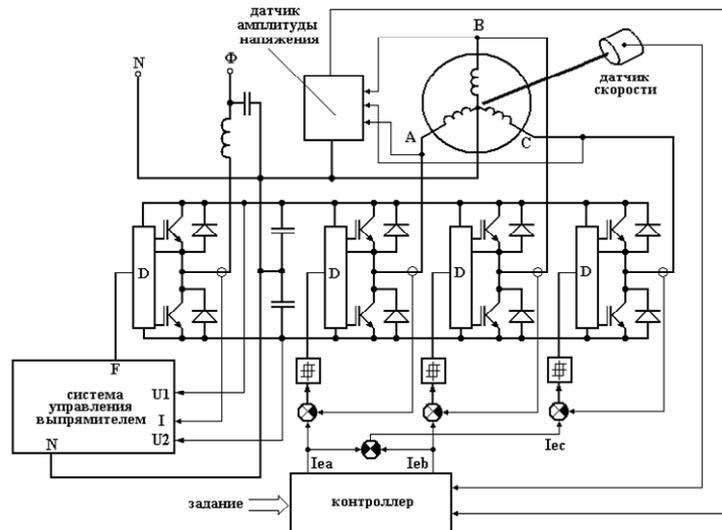


Рис. 1. Структурная схема электропривода

$$u_{\text{вых}} = \sqrt{u_a^2 - u_b \cdot u_c} \quad (1)$$

Подстановка в (1) уравнений фазных напряжений трехфазной системы:

$$\begin{aligned} u_a &= U_m \sin \omega t, \\ u_b &= U_m \sin(\omega t + 120^\circ), \\ u_c &= U_m \sin(\omega t - 120^\circ), \end{aligned} \quad (2)$$

приводит к результату:

$$u_{\text{вых}} = U_m \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3)$$

Таким образом, выходной сигнал датчика пропорционален амплитуде фазного напряжения и не зависит от времени. Структурная схема датчика показана на рис. 2.



Рис. 2. Структурная схема датчика

Для выделения первой гармоники фазного напряжения (2) используемой в преобразовании (1) применяются фильтры низких частот. Искажения формы напряжения на выходе фильтра зависит от спектрального состава сигнала на его входе.

На спектральный состав импульсного напряжения на выходе преобразователя частоты оказывают влияние параметры двигателя, параметры преобразователя и режим работы электропривода, что затрудняет обоснованный выбор параметров фильтра датчика амплитуды напряжения статора.

Для анализа спектра воспользуемся Г-образной однофазной схемой замещения асинхронного двигателя (рис. 3).

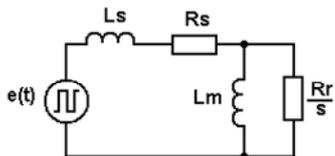


Рис. 3. Схема замещения АД

На схеме: R_s – активное сопротивление обмотки статора, s – скольжение, L_s – индуктивность рассеивания обмотки статора, R_r – приведенное активное сопротивление обмотки ротора, L_m – индуктивность цепи намагничивания.

Определим комплексное сопротивление двигателя $z(j\omega)$ на переменном токе

$$Z(j\omega) = j\omega L_s + R_s + \frac{j\omega L_m \cdot \frac{R_r}{s}}{j\omega L_m + \frac{R_r}{s}} \quad (4)$$

Или, после преобразований

$$Z(j\omega) = \frac{\frac{R_s \cdot R_r^2}{s^2} + \omega^2 L_m^2 (R_s + \frac{R_r}{s})}{(\frac{R_r}{s})^2 + (\omega L_m)^2} + \quad (5)$$

$$+ \frac{j[\omega(L_r + L_m) \frac{R_r^2}{s^2} + \omega^3 L_m^2 L_s]}{(\frac{R_r}{s})^2 + (\omega L_m)^2}$$

Откуда

$$Z(\omega) = \left[\frac{\left[\frac{R_s \cdot R_r^2}{s^2} + \omega^2 L_m^2 (R_s + \frac{R_r}{s}) \right]^2}{\left[\left(\frac{R_r}{s} \right)^2 + (\omega L_m)^2 \right]^2} + \right. \quad (6)$$

$$\left. + \frac{\left[\omega(L_s + L_m) \frac{R_r^2}{s^2} + \omega^3 L_m^2 L_s \right]^2}{\left[\left(\frac{R_r}{s} \right)^2 + (\omega L_m)^2 \right]^2} \right]^{\frac{1}{2}}$$

При известной амплитуде тока статора I_s амплитуду первой гармоники напряжения статора можно определить, как

$$U_{S1} = I_s \cdot Z(\omega) \quad (7)$$

Допустим, что индуктивность L_s достаточно большая, гармоники частоты импульсной модуляции эффективно ослабляются, а напряжение и токи в роторной цепи близки к синусоидальным. Если частота первой гармоники гораздо меньше частоты импульсной модуляции, то на любом периоде импульсной модуляции можно считать, что начальное значение тока статора равняется конечному значению, а мгновенное значение напряжения первой гармоники неизменно. Рассмотрим процессы на произвольном периоде импульсной модуляции (рис. 4).

Определим изменение тока статора на интервалах накопления (T1) и отдачи (T2) энергии индуктивностью L_s

$$\Delta I_{\text{НАК}} = \frac{E - U_{S1}}{L_s} T1, \quad (8)$$

$$\Delta I_{\text{ОТД}} = \frac{E + U_{S1}}{L_s} T2$$

где E – напряжение звена постоянного тока преобразователя частоты.

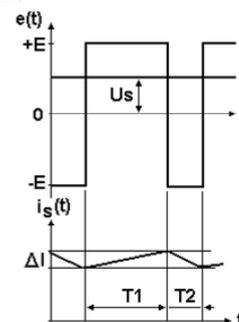


Рис. 4. Временные диаграммы процесса импульсной модуляции

При условии $\Delta I_{\text{НАК}} = \Delta I_{\text{ОТД}} = \Delta I$ найдем частоту импульсной модуляции F_M

$$F_M = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{\Delta I \cdot L_s} \cdot \frac{E^2 - U_{S1}^2}{2E}. \quad (9)$$

Откуда следует, что максимальное значение частоты импульсной модуляции достигается при $U_S = 0$. Принимаем, что напряжение первой гармоники $U_{S1} = U_S$, тогда

$$F_{MAX} = \frac{E}{2\Delta I \cdot L_s}. \quad (10)$$

Следовательно, частоту импульсной модуляции можно определить через ее максимальное значение

$$F_M = F_{MAX} \left[1 - \left(\frac{U_{S1}}{E} \right)^2 \right]. \quad (11)$$

Спектр напряжения статора содержит гармоники с частотой кратной частоте импульсной модуляции, причем, по мере повышения U_{S1}/E снижается F_M и спектр смещается в низкочастотную область.

При формировании переменного напряжения с частотой ω_s , в случае $\omega_s \ll 2\pi F_M$, частота импульсной модуляции изменяется во времени в пределах $F_{MAX} > F_M > F_{MIN}$ (рис. 5).

В спектре напряжения статора присутствуют гармоники с частотой $\omega_s/2\pi$, частотами F_{MAX} , F_{MIN} и их гармониками. Следовательно, спектр зависит не столько от значений параметров преобразователя, двигателя и режима, сколько их сочетания и может быть определен обобщенным параметром

$$K_S = \frac{U_{S1}}{E} = \frac{I_S Z(\omega)}{E}. \quad (12)$$

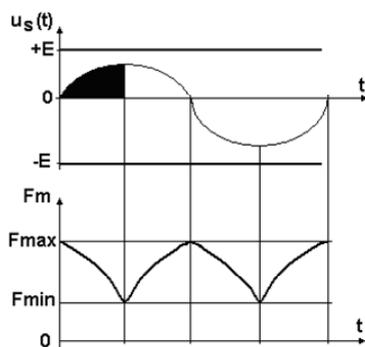


Рис. 5. Временные диаграммы при формировании переменного напряжения

Или

$$K_S = \frac{I_S}{E} \cdot \left[\frac{\left[\frac{R_s \cdot R_r^2}{s^2} + \omega^2 L_m^2 (R_s + \frac{R_r}{s}) \right]^2}{\left[\left(\frac{R_r}{s} \right)^2 + (\omega L_m)^2 \right]^2} + \frac{\left[\omega(L_s + L_m) \frac{R_r^2}{s^2} + \omega^3 L_m^2 L_s \right]^2}{\left[\left(\frac{R_r}{s} \right)^2 + (\omega L_m)^2 \right]^2} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (13)$$

Для проверки этого положения были рассчитаны спектры напряжения статора при разных значениях параметров, которые удовлетворяют неизменному значению K_S . При этом идентичность спектра оценивалась по равенству показателей F_{MAX} , F_{MIN} и значению коэффициента гармоник. Расчеты проводились для двигателя с параметрами: $L_s = 4,225$ мГн, $R_s = 0,264$ Ом, $L_m = 85$ мГн, $R_r = 0,142$ Ом для $E = 350$ В и $F_{MAX} = 15$ кГц. Параметры выбирались для случая $K_S = 0,5$. Результаты сравнения приведены в табл. 1.

Таблица 1

I_{ms}, A	$F, Гц$	s	$F_{MAX}, кГц$	$F_{MIN}, кГц$	K_g
10	50	0,06800	14,817	11,022	2,197
15	40	0,01125	14,817	11,059	2,203
20	30	0,01510	15,387	11,047	2,189
25	20	0,01750	15,387	11,096	2,215

Из данных табл. 1 следует, что параметры F_{MAX} , F_{MIN} и K_g при разных значениях параметров двигателя приблизительно равны.

Графическое изображение спектра для параметров указанных в табл. 1 показано на рис. 6, а-г.

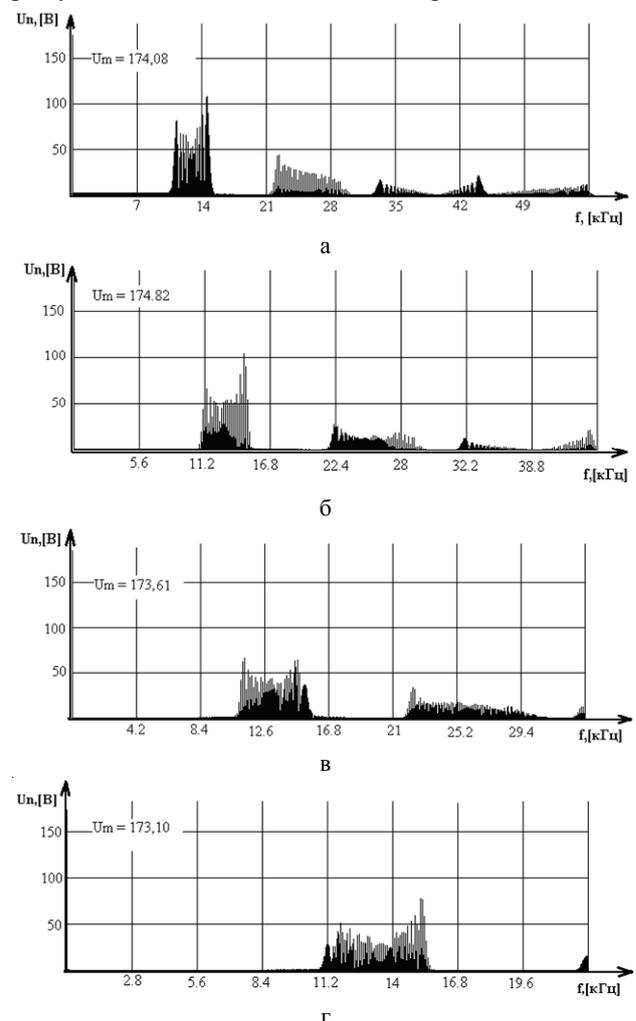


Рис. 6. Спектральный состав напряжения статора

В датчике амплитуды напряжения статора высшие гармоники ослабляются электрическим фильтром, причем по мере повышения частоты гармоники относительно частоты среза ослабление растет. Величина коэффициента гармоник на выходе фильтра зависит от

амплитуды основной гармоники с частотой $\omega_s / 2\pi$, и высших гармоник с частотой близкой к F_{MIN} . По мере повышения K_S растет амплитуда основной гармоники, но снижается F_{MIN} и однозначно определить наихудший случай невозможно. Определим зависимость коэффициента гармоник на выходе фильтра от K_S при известной амплитудно-частотной характеристике.

Рассчитаем затухание исходя из уравнения АЧХ фильтра Баттерворта [5], имеющего вид:

$$A(\omega) = \frac{a}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}}, \quad (14)$$

где: a – коэффициент передачи фильтра на нулевой частоте, ω_c – частота среза, n – порядок фильтра.

В рассматриваемом датчике использован фильтр Баттерворта 2 порядка с $a = 1$, $\omega_c = 1256$ рад/с и АЧХ, приведенной на рис. 7.

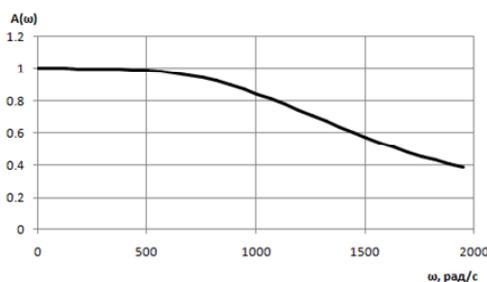


Рис. 7. АЧХ фильтра низких частот

Расчеты проводились для того же двигателя при $U_p = 0,138$ и $F_s = 50$ Гц. Параметры выбирались для случая, когда K_S изменялось от 0,1 до 0,9. Результаты исследований представлены в табл. 2.

Из данных табл. 2 видно, что по мере повышения K_S растет амплитуда основной гармоники, но снижается F_{MIN} . Из полученных данных следует, что наихудший вариант возникает при наименьшем значении параметра спектра K_S . При использовании фильтра Баттерворта 2-го порядка коэффициент гармоник на выходе измерителя не превышает 3,3 %.

Таблица 2

s, %	K_S	F_{MIN} , кГц	F_{MAX} , кГц	До фильтрации		После фильтрации	
				K_{α} , %	$U_S(1)$, В	K_{α} , %	$U_S(1)$, В
0,48	0,9	1,54	14,82	98	318,7	2,27	318,1
0,61	0,8	5,03	14,84	119	281,6	1,00	281,1
0,76	0,7	7,39	14,84	144	245,8	0,53	245,7
0,95	0,6	9,39	14,84	177	210,0	0,37	209,6
1,20	0,5	11,02	14,84	221	173,1	2,80	172,8
1,57	0,4	12,37	14,84	292	138,6	1,50	138,3
2,18	0,3	13,38	14,84	409	103,3	3,07	103,1
3,48	0,2	14,14	14,82	626	69,5	0,63	69,3
8,90	0,1	14,62	14,82	1279	34,6	3,25	34,5

Для оценки метрологических параметров датчика были рассчитаны его относительная погрешность и длительность переходного процесса $t_{пер}$ для одной из возможных реализаций датчика, показанной на рис. 8.

Тут использованы перемножители сигналов типа К525ПС3 и операционные усилители типа К140УД26А. Фильтры рассчитаны в соответствии с топологией Саллена-Кея, при этом $R_3 = R_4$, и $C_1 = 2C_2$.

При расчете погрешности преобразования были приняты во внимание такие источники ее составляющих:

- отклонение значений параметров элементов схемы от номинальных значений;

- погрешность, возникающая при фильтрации широтно-импульсно модулированного сигнала аналоговым фильтром;
- погрешность, возникающая при перемножении сигналов.

Предполагалось, что составляющие погрешности, обусловленные начальным смещением операционных усилителей и конечным значением коэффициента ослабления синфазного сигнала, могут быть пренебрежимо малыми при соответствующем выборе типа операционного усилителя.

При расчете исходим из следующих уравнений, описывающих работу входящих в датчик узлов.

Уравнение входного делителя напряжения:

$$u_X = b \cdot u_a \cdot (1 + \alpha), \quad (15)$$

где b – коэффициент передачи; α – погрешность, причина которой отклонение сопротивлений резисторов от номинальных значений.

Уравнение фильтра:

$$u_Y = u_X \cdot (1 + K_S), \quad (16)$$

где K_S – погрешность фильтрации, оценка которой проведена выше.

Уравнение перемножителя сигналов:

$$u_Z = h \cdot u_{Y1} \cdot u_{Y2} + c, \quad (17)$$

где h – коэффициент передачи; c – абсолютное значение погрешности преобразования.

Уравнение сумматора дифференциального типа:

$$u_V = \frac{1}{h} \cdot (u_{Z2} - u_{Z1}) \cdot (1 + \beta), \quad (18)$$

где β – погрешность неточности резисторов (при использовании в делителе напряжения и в сумматоре резисторов одного класса точности $\alpha = \beta$).

Уравнение узла извлечения корня квадратного:

$$u_{\text{вых}} = \sqrt{\frac{u_V + c}{h}}. \quad (19)$$

После соответствующих преобразований получено уравнение относительной погрешности:

$$\gamma = \sqrt{1 + 2(\alpha + K_S) + \frac{4 \cdot c}{h \cdot b^2 \cdot U_m^2}} - 1. \quad (20)$$

С помощью уравнения (20) проведены расчеты максимального значения погрешности γ при таких условиях:

- отклонения сопротивлений резисторов – 1 %;
- отклонения емкостей конденсаторов – 5 %;
- погрешность фильтрации K_S – 0,002;
- коэффициент передачи перемножителя $h = 0,1$ 1/В;
- абсолютная погрешность перемножителя $c = 3$ мВ;
- коэффициент передачи входного делителя $b = 0,02$.

Результаты расчетов приведены в табл. 3.

Таблица 3

U_m	300	200	100	50
γ	0,0127	0,0149	0,0266	0,0724
%	1,27	1,49	2,66	7,24

Значения погрешностей, приведенные в табл. 3, не позволяют утверждать, что точность датчика является высокой. Поэтому поиск путей повышения его точности актуален.

Для определения влияния на величину погрешности, вычислим ее частные производные по каждому элементу узла схемы:

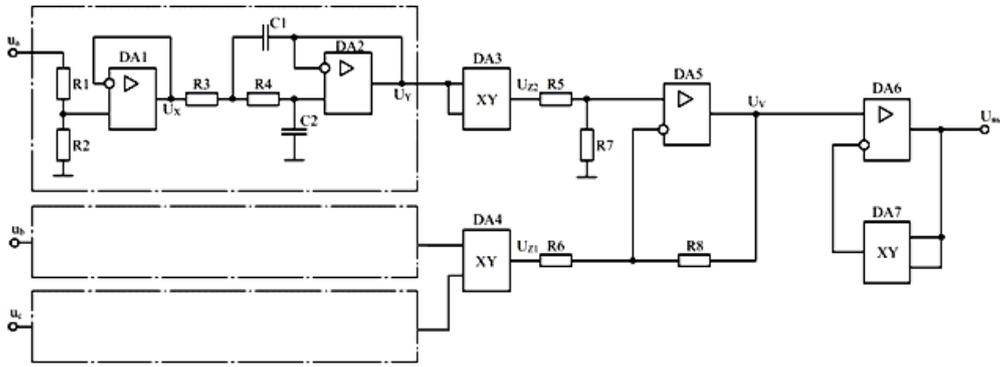


Рис. 8. Схемная реализация датчика

- делитель напряжения и сумматор:

$$\frac{d\gamma}{d\alpha} = 1 / \left(2 \cdot \left(1 + 2\alpha + 2K_g + 4 \frac{c}{h \cdot b^2 \cdot U_m^2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) = 0,166 ; \quad (21)$$

- фильтр:

$$\frac{d\gamma}{dK_g} = 1 / \left(\left(1 + 2\alpha + 2K_g + 4 \frac{c}{h \cdot b^2 \cdot U_m^2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) = 0,332 ; \quad (22)$$

- перемножитель:

$$\frac{d\gamma}{dc} = 2 / \left(\left(1 + 2\alpha + 2K_g + 4 \frac{c}{h \cdot b^2 \cdot U_m^2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) \times$$

$$\times \frac{1}{h \cdot b^2 \cdot U_m^2} = 6,635$$

Из сравнения значений частных производных следует вывод, что источником наибольшей составляющей погрешности является перемножитель напряжений.

Быстродействие датчика оценивалось значением длительности $t_{пер}$ переходного процесса. При этом рассматривался только переходной процесс фильтра, поскольку его инерционность значительно превышает инерционность других электронных узлов датчика.

Известно, что переходной процесс фильтра Баттерворта имеет вид затухающих колебаний [6]. При этом затухание определяется экспоненциальными асимптотами, имеющими постоянную времени

$$T_B = \frac{0,707}{\omega_C}, \quad (24)$$

где ω_C – частота среза фильтра.

Для фильтра, использовавшегося в описываемой реализации датчика $T_B = 0,56$ мс. Если считать длительность переходного процесса $t_{пер} \approx (4 \div 5)T_B$, тогда значение оценки быстродействия датчика $t_{пер} \approx 2,5$ мс.

ВЫВОДЫ

В результате проведенных исследований установлено следующее:

1. Для характеристики спектра напряжения статора в электроприводе с частотно-токовым управлением может быть использован обобщенный показатель, значение которого зависит от параметров преобразователя частоты, параметров электрического двигателя и режима работы электропривода;

2. В качестве фильтра нижних частот в датчике амплитуды напряжения статора можно использовать фильтр Баттерворта второго порядка;

3. Основным элементом датчика напряжения статора, который обуславливает его погрешность, является перемножитель напряжений;

4. Быстродействие датчика напряжения статора определяется инерционностью фильтра нижних частот и временем реакции на скачкообразное изменение измеряемого напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Комаров Н.С. Трехфазный преобразователь частоты со звеном постоянного тока // Праці ін-ту електродинаміки НАН України, зб. наук. праць. – 2003. – № 1(4). – С. 61-72.
2. Стаценко А.В., Комаров Н.С., Мазуренко Л.И. Модель асинхронного двигателя для анализа динамики электропривода с частотно-токовым управлением на основе следящих импульсных регуляторов тока // Праці ін-ту електродинаміки НАН України. Зб. наук. праць. – 2005. – Вип. 1(10) – С. 69-79.
3. Комаров Н.С., Стаценко А.В. Разгон асинхронного двигателя электропривода с частотно-токовым управлением // Технічна електродинаміка. – 2007. – № 4. – С. 50-56.
4. Заявка на винахід, МПК9: G01R 19/18, G01R 21/06. Вимірювальний перетворювач амплітуди трифазної змінної напруги в постійну напругу (варіанти) / Комаров М.С., Полонський В.А., Стаценко О.В., Жусенко І.В.; заявник Київський національний університет технологій та дизайну. – № u2010 04287 від 13.04.2010.
5. Садиков Ю. "Активный трехполосный фильтр". – М.: "Радиосхема". – № 6, 2007.
6. Федосов Б.Т. Теория автоматического управления. Учебно-лабораторный комплекс. Электронная книга. Рудный. РИТ. 2009. [http:// model.exponenta.ru/bt/bt_10117](http://model.exponenta.ru/bt/bt_10117).

Поступила 29.06.2010

Комаров Николай Сергеевич, д.т.н, проф.

Полонский Вадим Анатольевич,

Стаценко Алексей Владимирович,

Жусенко Инна Васильевна

Киевский национальный университет технологий и дизайна,

кафедра электроники и электротехники,

Украина, 01011, Киев, ул. Немировича-Данченка, 2

тел. (044) 254-59-63, 256-29-65

e-mail: nskom@meta.ua, polovad@gmail.com,

stalexey@meta.ua

N.S. Komarov, V.A. Polonskiy, A.V. Statsenko, I.V. Zhusenko

Stator voltage amplitude sensor in electric drive with frequency-current control.

In the given paper questions of construction of induction motor stator voltage main harmonic amplitude sensor, while feeding it from the frequency converter, are examined. Structure of the sensor is proposed, sensor elements specifications are determined and sensor metrological parameters are estimated.

Key words – voltage amplitude sensor, electric drive, induction motor, frequency-current control.

КОМПЛЕКСНЫЙ ПОДХОД К ДИАГНОСТИКЕ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ОБОРУДОВАНИЯ ПОДСТАНЦИЙ 220 – 1150 КВ ПОД РАБОЧИМ НАПРЯЖЕНИЕМ В РЕЖИМЕ ЭКСПЛУАТАЦИИ

У статті описано концепцію комплексної діагностики основного обладнання високовольтних підстанцій 220 кВ і вище. Створення інтелектуальних електроенергетичних систем та підстанцій, що не обслуговуються – не можливо без ефективної системи автоматизованої діагностики обладнання. Запропонований у статті комплексний підхід до безперервної діагностики обладнання, дозволяє суттєво скоротити експлуатаційні витрати та підвищити його ефективність.

В статье описана концепция комплексной диагностики основного оборудования высоковольтных подстанций 220 кВ и выше. Создание интеллектуальных электроэнергетических систем и необслуживаемых подстанций – не возможно без эффективной системы автоматизированной диагностики оборудования. Предложенный в статье комплексный подход к непрерывной диагностике оборудования позволяет существенно сократить эксплуатационные затраты и повысить его эффективность.

ВВЕДЕНИЕ

Сложившаяся общемировая тенденция к разработке интеллектуальных электроэнергетических систем, в наше время, ставит новые задачи ученым, работающим в области электроэнергетики: обеспечение надежности, снижение эксплуатационных затрат, переход к необслуживаемым подстанциям [1]. Новые требования к "интеллектуальному" оборудованию затрагивают все научные направления в области проектирования электрических машин, аппаратов и электротехнических комплексов: сниженные потери, соответствие жестким экологическим стандартам, непрерывный контроль и диагностика состояния оборудования (мониторинг), информационный обмен с другими системами подстанции и электроэнергетической системы в целом.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

В течение нескольких десятков лет бесперебойная работа электроэнергетических систем как у нас в стране, так и за рубежом обеспечивалась за счет планово-предупредительной системы обслуживания высоковольтного оборудования подстанций. Положительным фактором являлось также то, что в оборудовании отечественного производства, которое в основном применяется на подстанциях в нашей стране, заложены значительные коэффициенты запаса прочности. На данный момент в Украине, как и во всем мире, происходит постепенное старение парка электрооборудования [2]. Ежегодный рост электропотребления, снижение коэффициентов запаса прочности оборудования, в виду конкуренции на рынке производителей, а также повышение требований к надежности снабжения потребителей ставят новые задачи по повышению эксплуатационной надежности оборудования подстанций. Основной задачей как у производителей высоковольтной аппаратуры, так и у эксплуатирующих организаций, как правило, являются энергоэффективность, безотказность, предупреждение аварий и снижение эксплуатационных затрат, связанных с эксплуатируемым оборудованием. Не менее актуальными вопросами являются: оценка возможности продления срока эксплуатации оборудования, превышающего нормативный, и формирование усилий для перехода к эксплуатации энергосистемы с помощью

необслуживаемых подстанций. Таким образом, наиболее приоритетны следующие задачи:

1) разработка эффективной автоматизированной системы диагностики, способной зафиксировать развивающийся дефект в электрооборудовании на этапе развития;

2) переход от затратной системы периодического обслуживания к системе обслуживания по текущему состоянию;

3) создание автоматизированной системы прогнозирования отказов на базе получаемой в режиме эксплуатации диагностической информации.

Данные задачи являются ключевыми в сложившейся общемировой тенденции к созданию интеллектуальных электроэнергетических систем и необслуживаемых высоковольтных подстанций. Решением поставленных вопросов может служить использование систем непрерывного контроля (мониторинга) технического состояния основного оборудования подстанций. Применение систем непрерывного контроля (СНК) в мировой практике стало общепринятым при модернизации действующих и строительстве новых подстанций. Однако, существующий подход к внедрению СНК сводится, в большинстве случаев, только к мониторингу силового оборудования (трансформаторы, автотрансформаторы, реакторы) или к внедрению разрозненных систем диагностики силового, измерительного, защитного оборудования. Данный подход к внедрению СНК не позволяет обеспечить высокие требования к надежности диагностической информации, так как использование разрозненных систем, как правило, приводит к недостаточности информации от первичных датчиков в системах и необоснованному удорожанию системы мониторинга из-за необходимости дублирования первичных датчиков и средств измерения. В табл. 1 представлены результаты исследования показателей непрерывной диагностики основных типов высоковольтного оборудования. Сводная таблица, полученная в результате многолетней работы в области непрерывной диагностики и сотрудничества с ведущими эксплуатирующими организация и производителями оборудования Украины и России [3-8].

В табл. 1 приведены типы оборудования, состояние которого целесообразно непрерывно контролиро-

вать в процессе эксплуатации, а также критерии оценки состояния указанного оборудования и первичные датчики, необходимые для этого. Выделенным шриф-

том в таблице указаны повторяющиеся первичные датчики, которые можно не устанавливать при комплексном подходе.

Таблица 1

Перечень оборудования для непрерывного контроля при комплексном подходе к диагностике

Объект контроля	Критерии оценки состояния	Первичные датчики
Трансформаторы (авто-трансформаторы) силовые маслонаполненные, реакторы маслонаполненные	временные превышения напряжения; температуры масла и обмотки; газо- и влагосодержание масла; состояние и эффективность системы охлаждения; ресурс вентиляторов и маслонасосов системы охлаждения; нагрузочная способность; температура окружающей среды; расчет сопротивления короткого замыкания; частичные разряды в обмотках; рабочее напряжение; ток нагрузки; мощности; остаточный ресурс изоляции обмоток;	измерительные обмотки трансформаторов напряжения; измерительные обмотки трансформаторов тока; датчик температуры верхних слоев масла в баке; датчик температуры нижних слоев масла в баке; датчик температуры окружающей среды; прибор измерения газо- и влагосодержания масла; датчики наличия потока масла в охладителе; датчики температуры на входе и выходе охладителей; релейные сигналы системы охлаждения; датчик тока комплексной проводимости изоляции и ЧР вводов и обмоток;
Устройства РПН	ток через РПН; температура в контакторе РПН; мощность потребляема приводом РПН; номер положения РПН; температура окружающей среды; температура верхних слоев масла; коммутационный ресурс; длительность переключения;	измерительные обмотки трансформаторов тока; датчик температуры масла в контакторе РПН; датчики тока и напряжения привода РПН; датчик температуры окружающей среды; датчик температуры верхних слоев масла; релейные сигналы управления устройством РПН;
Высоковольтные вводы	тангенс угла диэлектрических потерь основной изоляции ($\text{tg}\delta_1$); ёмкость основной изоляции (C_1); небаланс токов проводимости изоляции трехфазной группы; давление во вводе (для маслонаполненных); плотность элегаза (для элегазовых); динамика изменения $\text{tg}\delta_1$; изменение C_1 ; температурная зависимость $\text{tg}\delta_1$; уровень частичных разрядов;	датчики тока комплексной проводимости и ЧР изоляции вводов; датчик температуры верхних слоев масла в баке; датчик температуры окружающей среды; датчик влажности окружающей среды; измерительные обмотки трансформаторов напряжения; измерительные обмотки трансформаторов тока; денсиметр элегаза (для элегазовых)
Трансформаторы тока измерительные (ТТ)	тангенс угла диэлектрических потерь основной изоляции ($\text{tg}\delta_1$); ёмкость основной изоляции (C_1); небаланс токов проводимости изоляции трехфазной группы; динамика изменения $\text{tg}\delta_1$; изменение C_1 ; температурная зависимость $\text{tg}\delta_1$; уровень частичных разрядов; плотность элегаза (для элегазовых);	датчики тока комплексной проводимости и ЧР изоляции ТТ; датчик температуры окружающей среды; датчик влажности окружающей среды; измерительные обмотки трансформаторов напряжения; измерительные обмотки трансформаторов тока; денсиметр элегаза (для элегазовых)
Трансформаторы напряжения измерительные (ТН)	контроль межвитковых замыканий (измерение напряжения разомкнутого треугольника $3U_0$)	измерительные обмотки трансформаторов напряжения;
Ограничители перенапряжений нелинейные (ОПН)	ток комплексной проводимости; спектральный состав тока комплексной проводимости; степень загрязненности поверхности; количество и характеристики токов срабатывания; количество и характеристики перенапряжений;	измерительные обмотки трансформаторов напряжения; датчик тока комплексной проводимости; датчик влажности окружающей среды;
Высоковольтные кабели (ВК)	интенсивности и распределения импульсов частичных разрядов в изоляции; тангенс угла диэлектрических потерь главной и межфазной изоляции; контроль за симметрией емкостей и $\text{tg}\delta$ межфазной изоляции;	датчики в цепи заземления экрана кабеля; измерительные обмотки трансформаторов напряжения;
Высоковольтные выключатели	коммутационный ресурс (количество и номинальные значения коммутируемых токов); время срабатывания; количество пульсаций при срабатывании; вибродиагностика; измерение тока и напряжения привода выключателя	измерительные обмотки трансформаторов напряжения; измерительные обмотки трансформаторов тока; датчики тока и напряжения привода выключателя; релейные сигналы управления устройством выключателем;

Комплексная система непрерывного контроля должна строиться с использованием единого центрального промышленного контроллера выполняющим функции сбора, обработки, хранения и выдачи диагностической информации, необходимого количества вторичных преобразователей и без дублирования первичных датчиков.

Таким образом, комплексный подход к мониторингу основного электрооборудования подстанций 220 кВ и выше позволяет получить следующие преимущества:

– исключить дублирование первичных датчиков и соответственно уменьшить их общее количество приблизительно на 40 %;

– уменьшить суммарное количество входных каналов вторичных средств измерения приблизительно на 30-50%;

– повысить достоверность диагностики за счет использования дополнительной информации, полученной от других подсистем (например, сигналы от измерительных обмоток трансформаторов напряжения всегда заводятся в систему мониторинга силового трансформатора и, как правило, не заводятся в системы контроля изоляции вводов и трансформаторов тока, а использование этого сигнала в указанных системах значительно повысит точность диагностической информации);

– повысить оперативность и эффективность диагностики за счёт возможности использования единого сервера с комплексной программной оболочкой для выдачи информации персоналу подстанции и возможностью интеграции в отраслевые системы планирования ремонтов и технического обслуживания.

ВЫВОДЫ

При построении системы автоматической диагностики высоковольтной подстанции экономически и технически целесообразно обеспечить комплексный подход к автоматическому непрерывному контролю электрооборудования подстанции. В этом случае удельные затраты на каждый объект диагностики будут минимальными. При этом, в первую очередь, должен обеспечиваться мониторинг капиталоемкого и системообразующего оборудования с возможностью дальнейшего расширения перечня контролируемого оборудования. Создание и внедрение комплексных систем мониторинга оборудования высоковольтных подстанций является основой для формирования интеллектуальных электроэнергетических систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бударгин О.М. Потребности ОАО "ФСК ЕЭС" в электротехническом оборудовании на десятилетнюю перспективу для обеспечения надежной эксплуатации, технического перевооружения и развития ЕНЭС / Бударгин О.М. // МА "ТРАВЭК": IV междунар. науч.-техн. конф. "Силовые трансформаторы и системы диагностики", 22-23 июня 2010 г.: докл. – 1. – 2010. – 14 с.
2. Мордкович А. Г. О построении подсистем мониторинга, управления и диагностики оборудования подстанций сверхвысокого напряжения и их интеграции в АСУ ТП ПС / Мордкович А. Г., Горожанкин П. А. // Электрические станции. – 2007. – № 6. – С. 30-38.

3. Сви П.М. Контроль изоляции оборудования высокого напряжения // Сви П.М. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 128 с.
4. Рассальский А.Н. Методы непрерывного контроля и оценки состояния высоковольтного оборудования подстанции // Рассальский А.Н., Конограй С.П., Сахно А.А. – МА "ТРАВЭК": IV междунар. науч.-техн. конф. "Силовые трансформаторы и системы диагностики", 22-23 июня 2010 г.: докл. – 39. – 2010. – 9 с.
5. Рассальский А.Н. Диагностика состояния высоковольтного оборудования подстанции с помощью систем непрерывного контроля // Рассальский А.Н. – МА "ТРАВЭК": IV междунар. науч.-техн. конф. "Силовые трансформаторы и системы диагностики", 23-24 июня 2009 г.: докл. – 20. – 2009. – 7 с.
6. Рассальский А.Н. Система мониторинга и управления для силовых трансформаторов / А.Н. Рассальский, Н.Н. Козик, А.И. Левковский, В.Л. Раскин, Л.Л. Федосов // Новое в российской энергетике. – 2004, – № 6. – С. 24-30.
7. Рассальский А.Н. Основные принципы непрерывного контроля высоковольтного маслонаполненного электрооборудования с изоляцией конденсаторного типа под рабочим напряжением / Рассальский А.Н., Сахно А.А., Конограй С.П., Спица А.Г., Гук А.А. // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2009. – № 2. – С. 53-55.
8. Андреев Д.А. Анализ методов оценки коммутационного ресурса высоковольтных выключателей / Андреев Д.А., Назарычев И.А. // Вестник ИГЭУ. – 2008. – № 2. – С. 1-15.

Поступила 02.07.2010

Рассальский Александр Николаевич, к.т.н., проф.

Сахно Александр Анатольевич

Конограй Сергей Петрович

Гук Александр Александрович

Запорожский национальный технический

университет, кафедра "Электрические аппараты"

Украина, 69063, Запорожье, ул. Жуковского, 64

тел. (061) 289-61-39, e-mail: a_asakhno@mail.ru

A.N. Rassaliskiy, A.A. Sakhno, S.P. Konogray, A.A. Guk
Complex approach to diagnostics of the in-service high-voltage equipment on the substations 220 – 1150 kv under the working conditions.

In the article is described concept of the complex diagnostics of the main in-service high-voltage equipment on substations 220 kV and higher. Creation of the "Smart Grid" systems and unattended substations is impossible without efficient system of the automatic diagnostics of the equipment. Offered in the article complex approach to on-line diagnostics of the equipment allows to decrease operating expenditures and increase its efficiency.

Key words – high-voltage equipment, on-line diagnostic, complex approach, smart grid.

РАСЧЕТ ДВУХМЕРНОГО СТАЦИОНАРНОГО ТЕПЛОВОГО ПОЛЯ ВЕНТИЛЬНО-РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Розглянуто особливості розрахунку двовимірного стаціонарного теплового поля із використанням метода кінцевих елементів, за допомогою якого є можливість урахувати особливості реальної геометрії та нерегулярну фізичну структуру вентильно-реактивного двигуна. Розрахунки виконано в програмах ELCUT та FEMM. Наведено порівняння результатів моделювання із експериментом.

Рассматриваются особенности расчета двухмерного стационарного теплового поля с использованием метода конечных элементов, с помощью которого можно учесть сложную геометрическую конфигурацию и нерегулярную физическую структуру вентильно-реактивного двигателя. Расчеты выполнены в программах ELCUT и FEMM. Приведено сравнение результатов моделирования с экспериментом.

ВВЕДЕНИЕ

Анализ тепловых процессов в электромеханическом преобразователе (ЭМП) вентильно-реактивного двигателя (ВРД) необходим на всех стадиях разработки. При этом перед разработчиком, как правило, ставится задача оценки температуры различных элементов двигателя. На сегодняшний день достаточно точный расчет теплового поля возможен при использовании численных методов, в частности, метода конечных элементов (МКЭ). Для расчета двухмерных стационарных температурных полей МКЭ применим следующие программы: лицензионная версия ELCUT 5.6 [3] и свободно распространяемая версия FEMM 4.2 [7].

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ РАСЧЕТА ТЕПЛОВОГО ПОЛЯ

Основой расчета двухмерных стационарных температурных полей МКЭ является общее дифференциальное уравнение теплопроводности [6], которое в декартовой системе координат имеет вид:

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

с граничными условиями, учитывающими конвективный теплообмен,

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

при граничных условиях первого рода

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

с граничными условиями второго рода

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

В результате решения уравнения (1) с граничными условиями (2) – (4) определяется искомое температурное поле для сечения анализируемой электрической машины в установившемся тепловом режиме.

В выражениях (1) – (4) приняты следующие обозначения: λ_x, λ_y – коэффициенты теплопроводности в текущей точке расчетной области в направлении осей координат x и y соответственно; $T(x, y)$ – искомая функция распределения температуры; q – объемная плотность источников нагрева; e_x, e_y – направляющие косинусы нормали теплоотдающей поверхности по

отношению к осям координат; α – коэффициент теплоотдачи конвекцией в окружающую среду; T_{oc} – температура окружающей среды; n – нормаль к внешней теплоотдающей поверхности; T_x – температура на границе расчетной области; T^* – известное значение температуры на границе расчетной области.

ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ

В качестве объекта исследования рассмотрим ВРД SRM-57-100 производства завода "Электротехника" [2] (рис. 1).



Рис. 1

Это четырехфазный ВРД конструкции 8/6, внешний диаметр статора которого 57 мм, активная длина – 28 мм. Обмотка статора содержит восемь сосредоточенных катушек, объединенных по две в одну фазу. Сопrotивление фазы составляет 0,48 Ом. Поперечное сечение ЭМП приведено на рис. 2. Способ охлаждения данного ВРД – IC0040.

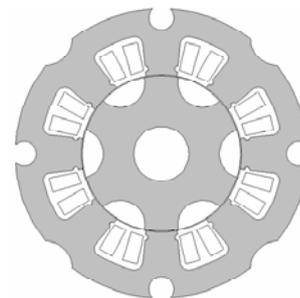


Рис. 2

ПОДГОТОВКА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ РАСЧЕТА СТАЦИОНАРНОГО ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ

В качестве исходных данных для решения тепловой задачи необходимо знать величину потерь в электрической машине. Для этого выполнено модели-

рование SRM-57-100 в системе автоматизированного анализа и синтеза ВРД SRM-CAD [4, 5] с нагрузкой на валу 0,02 Н·м и частотой вращения вала 3000 об/мин. Результаты расчета квазиустановившегося режима приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметр	Значение, Вт
Потребляемая мощность P_1	17,3
Мощность на валу P_2	6,3
Мощность электрических потерь $P_{эл}$	5,8
Механические потери $P_{мех}$	0,7
Потери в стали статора $P_{стат}$	1,1
Потери в стали ротора $P_{рот}$	0,4
Потери в системе управления $P_{прив}$	3

При выборе коэффициентов теплопроводности и граничных условий будем руководствоваться данными [1].

Магнитная система SRM-57-100 выполнена из электротехнической стали марки 2211, у которой продольная теплопроводность находится в диапазоне от 36 до 39 Вт/(К·м) [1]. Объемная плотность тепловыделения в статоре и роторе рассчитывается исходя из величины потерь в стали и равна для статора – 19115 Вт/м³, для ротора – 17480 Вт/м³.

Обмотка статора. По методике [1] тепловая проводимость паза на единицу длины в радиальном направлении – 64 Вт/(К·м). В катушках выделяются электрические потери, создающие объемную плотность тепловыделения 109000 Вт/м³.

Рассматриваемый ВРД – это закрытая электрическая машина с естественным охлаждением. При расчете нагрева закрытых устройств с помощью пакета ELCUT необходимо описывать границы внутренней воздушной среды, т.к. в соответствии с руководством по применению пакета при задании коэффициента теплоотдачи на какой-либо границе необходимо одновременно задать температуру на этой границе, а эта

температура неизвестна. Вместо этого можно принять, что воздух вне зависимости от того, есть ли внутри какие-либо перемешивающие устройства или нет, имеет во всем объеме, исключая очень тонкий пограничный слой, одну и ту же температуру. Опираясь на это положение и зная коэффициенты теплоотдачи как от тепловыделяющих элементов к воздуху, так и от воздуха к корпусу $\alpha_1, \dots, \alpha_n$, где n – число участков, в пределах которых можно считать коэффициент теплоотдачи постоянным, вводим в расчет условные среды, которые назовем BA_1, \dots, BA_n (Boundary Air ...) и TSC (Thermal Superconductivity) [1]. Эти среды характеризуются следующими значениями теплопроводности:

$$\lambda_{BA_i} = \alpha_i \cdot \delta \quad (i=1..n), \quad \lambda_{TSC} = 10^5,$$

где δ – очень малое расстояние по сравнению с размерами описываемых областей.

Для программы FEMM описывать границы внутренней воздушной среды не нужно (однако при этом не учитывается внутренняя конвекция вследствие перемешивания воздуха ротором).

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Результаты расчета в программе ELCUT приведены на следующих рисунках:

- на рис. 3 приведено распределение вектора теплового потока в ЭМП,
- на рис. 4 приведено распределение изотерм в ЭМП (изотермы проведены с шагом 0,02 К),
- на рис. 5 приведено распределение теплового потока F в ЭМП ВРД,
- на рис. 6 приведено распределение температуры в ЭМП ВРД.

Распределение температурного поля в программе FEMM приведено на рис. 7.

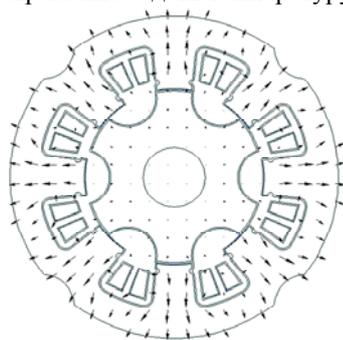


Рис. 3

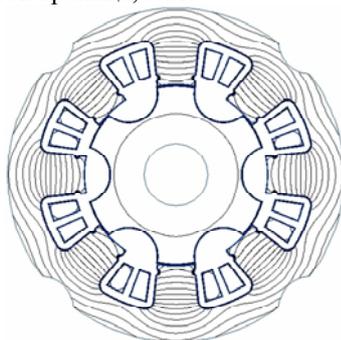


Рис. 4

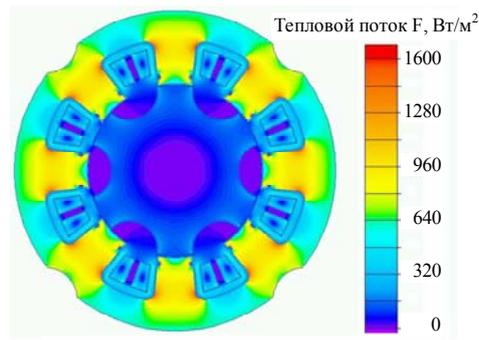


Рис. 5

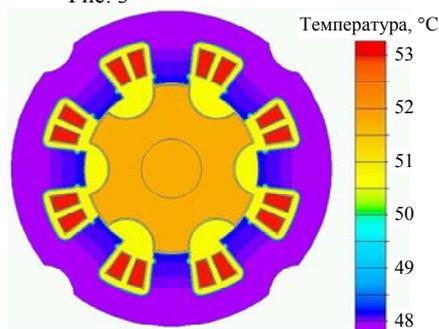


Рис. 6. Распределение температуры в ЭМП ВРД, рассчитанное в программе ELCUT

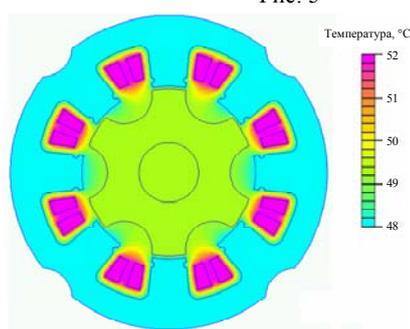


Рис. 7. Распределение температуры в ЭМП ВРД, рассчитанное в программе FEMM

Таблица 3

	Внешняя поверхность статора	Обмотка статора
Эксперимент, °С	50	54,5
Моделирование в ELCUT, °С	48	53
Моделирование в FEMM, °С	48	52

Как видно, из рис. 6 и 7, результаты расчета двухмерного стационарного теплового поля в ЭМП ВРД, полученные в программах ELCUT и FEMM близки друг к другу. Процесс подготовки исходных данных и анализа результатов, а также времени решения тепловой задачи для обеих программ практически совпадают.

ЭКСПЕРИМЕНТ

Эксперимент проводился с использованием двух датчиков температуры КТУ83-122, установленных на ЭМП. Один датчик был установлен на внешней поверхности статора. Другой датчик находился в катушке ЭМП.

В ходе эксперимента частота вращения поддерживалась постоянной и составляла 3000 об/мин. ВРД был нагружен на постоянную нагрузку 0,02 Н·м. Напряжение питания составляет 24,5 В, а потребляемый ток от источника – 0,71 А.

Эксперимент проводился в течении 40 минут. При этом температура ЭМП установилась через 25 минут с момента начала эксперимента. Значения температуры в различные моменты времени приведено в таблице 2. На рис. 8 показан график изменения температуры в функции времени. Во время эксперимента температура окружающей среды составляла 26,6 °С.

Таблица 2

Время проведения замеров, мин	Показания температуры на поверхности статора, °С	Показания температуры в обмотке статора, °С
0	26,6	26,6
5	39	43,5
10	44	49
15	48	52
20	49	54
25	50	54,5
40	50	54,5

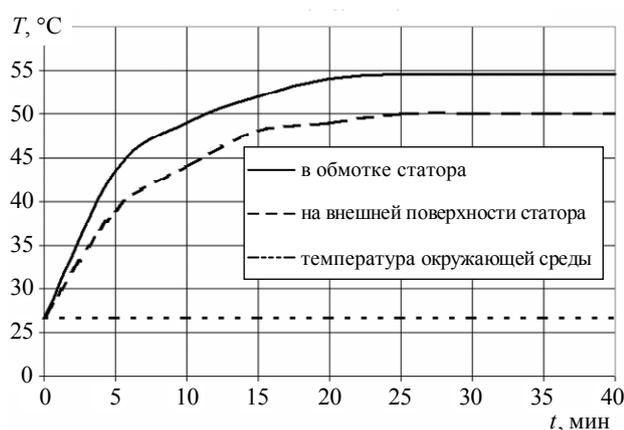


Рис. 8. Изменение температуры в функции времени

СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ЭКСПЕРИМЕНТА С РЕЗУЛЬТАТАМИ МОДЕЛИРОВАНИЯ В ELCUT И FEMM

В таблице 3 приведено сравнение значений установившейся температуры внешней поверхности статора и обмотки при математическом моделировании и эксперименте.

ВЫВОДЫ

Данные математического моделирования двухмерного стационарного теплового поля с использованием программных пакетов ELCUT и FEMM, а также физического эксперимента достаточно близки. Отличие между ними не превышает пяти процентов, что свидетельствует о целесообразности использования разработанных полевых математических моделей для расчета теплового состояния ЭМП ВРД.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гандшу В.М. / Особенности расчета нагревания электромагнитных устройств с помощью пакета программ ELCUT // источник: <http://elcut.ru/articles/gandshou/>
2. Описание вентильного электропривода SRM-57-100 // источник: <http://www.ukrainemotors.com/>
3. Описание возможностей программы ELCUT // источник: http://elcut.ru/feat_r.htm.
4. Рымша В.В., Радимов И.Н., Процына З.П. / Подсистема компьютерного моделирования вентильно-реактивных электродвигателей // Вестник Херсонского национального технического университета. Вып. 2(25) 2006. С. 437-442.
5. Свидетельство о регистрации авторского права № 30929. Компьютерная программа "Система автоматизированного анализа и синтеза вентильно-реактивных двигателей SRM-CAD" / Гулый М.В., Малёваний О.Е., Процына З.П., Радимов И.Н., Рымша В.В. Украина, г. Киев: Министерство образования и науки Украины, Государственный департамент интеллектуальной собственности, 10.11.2009.
6. Щучинский С.Х., Никитенко А.Г., Ковалев О.Ф., Лобов Б.Н. / Расчет стационарного температурного поля электромагнитного привода методом конечных элементов // Изв. ВУЗов "Электромеханика". – 1993. – № 4. – С. 69-77.
7. David Meeker. User's Manual. Finite Element Method Magnetics. Version 4.2 / David Meeker // source: <http://www.femm.info/Archives/doc/manual42.pdf>.

Поступила 23.06.2010

Рымша Виталий Викторович, д.т.н., проф.

Процына Зиновий Павлович

Кравченко Петр Алексеевич

Одесский национальный политехнический университет, кафедра электрических машин

Украина, 65044, Одесса, пр. Шевченко, 1

Тел. (048) 738-58-55, e-mail: rimsha@ukrainemotors.com

V.V. Rymsha, Z.P. Protsyna, P.A. Kravchenko

The finite element method of the calculation of the two-dimensional stationary thermal field of the switched reluctance motor.

Features of calculation of a two-dimensional stationary thermal field with use of finite element method are considered. It allows considering difficult geometry switched reluctance motor. Calculations are executed in programs ELCUT and FEMM. Comparison of results of modeling with experiment is present.

Key words – switched reluctance motor, thermal design, finite element method.

ГІБРИДНИЙ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИЙ КОНТАКТОР ЗМІННОГО СТРУМУ З ПОКРАЩЕНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Запропоновано гібридний контактор змінного струму, в якому введення нових конструктивних елементів та зв'язків дозволить забезпечити бездугову комутацію кола як при включенні апарату, так і при його вимиканні, забезпечити відсутність зони можливої комутації з дугою, подачу живлення на схему керування тільки при замкнутих головних контактах, знизити вартість, габарити, масу, суттєво спростити схему керування та підвищити надійність апарату.

Предложен гибридный контактор переменного тока, в котором введение новых конструктивных элементов и связей позволит обеспечить бездуговую коммутацию цепи как при включении аппарата, так и при его отключении, обеспечить отсутствие зоны возможной коммутации с дугой, подачу питания на схему управления только при замкнутых главных контактах, снизить стоимость, габариты, массу, существенно упростит схему управления и повысит надежность аппарата.

ВСТУП

Гібридні комутаційні апарати поєднують позитивні якості як контактних апаратів (малі втрати потужності у ввімкненому стані), так і безконтактних (бездугова комутація кола). В цих апаратах паралельно головним контактам підімкнено силовий безконтактний ключ, який забезпечує бездугову комутацію контактів, що розмикаються. У включеному стані апарата безконтактний керований ключ зашунтований головними контактами.

Метою даного дослідження є удосконалення гібридного електромагнітного контактору змінного струму, в якому введення нових конструктивних елементів та зв'язків дозволило б забезпечити бездугову комутацію кола як при включенні апарату, так і при його вимиканні, забезпечити відсутність зони можливої комутації з дугою, подачу живлення на схему керування тільки при замкнутих головних контактах, знизити вартість, габарити та масу, а також знизити трудомісткість виготовлення комутаційного апарату завдяки уникненню використання трансформаторів, суттєво спростити схему керування та підвищити надійність апарату

ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ ГІБРИДНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ КОНТАКТОРІВ ЗМІННОГО СТРУМУ, ЇХ НЕДОЛІКИ

Відомий гібридний комутаційний апарат керування (контактор), що здійснює бездугову комутацію змінного струму, містить головні контакти, трансформатор струму з двома вторинними півобмотками, силовий безконтактний ключ, підключений паралельно головним контактам, який містить два керованих безконтактних елемента (тиристри), підімкнених у прямому та зворотному напрямках відносно один до одного. Від вторинних обмоток трансформатора струму надходить сигнал на керуючі електроди керованих безконтактних елементів [1].

Цей контактор має достатньо широку зону існування дугового розряду при комутації (він виникає, коли струм вторинної обмотки трансформатора струму менший за струм вмикання силового безконтактного ключа) через наявність трансформатора струму, контактор має значні масу та габарити і підвищену трудомісткість виготовлення.

Також відомий гібридний електромагнітний контактор, кожний полюс якого містить головні контакти, силовий безконтактний ключ, що складається із зустрічно-паралельно включених діода і тиристора, який підімкнений паралельно головним контактам, також він містить трансформатор напруги, первинна обмотка якого через кнопку "Пуск" і нормально відкритий допоміжний контакт підімкнена до напруги живлення, а кожна його вторинна обмотка у кількості, що дорівнює числу полюсів контактора, підімкнена через випрямляч до вхідного кола кожного з тиристорів і котушки електромагнітного привода, яка через кнопку "Стоп" підімкнена до вихідних клем контактора [1].

У цього контактора виключена зона можливого дугоутворення при комутації. Однак, він також має значну масу і габарити та підвищену трудомісткість виготовлення через наявність трансформатора напруги. Крім цього цей контактор має обмежену галузь використання через те, що він може використовуватися тільки в мережах без нульового проводу та його електромагнітний привід може працювати тільки на змінному струмі.

Найбільш близьким за технічною сутністю до запропонованого є гібридний комутаційний апарат (контактор) змінного струму, який містить у кожному полюсі головні контакти, паралельно яким підімкнений силовий безконтактний ключ, що складається з двох керованих безконтактних елементів, підімкнених у прямому та зворотному напрямках відносно один до одного, малопотужний оптронний симістор, вихідне коло якого через резистор підімкнуте між керованими електродами кожного з безконтактних елементів, а також спільні для нього елементи: мостовий випрямляч з ємнісним фільтром, малопотужний транзисторний ключ та малопотужний безконтактний ключ, підімкнений паралельно входу малопотужного транзисторного ключа, стабілітрон, у кожний його полюс також введений магніторезистивний датчик струму, підковоподібний магнітопровід якого охоплює струмопровід головного кола апарату на відріжку, розташованому між головними контактами і точкою під'єднання силового безконтактного ключа, а в повітряний зазор магнітопроводу введений магніторезистор, вихідні же клеми апарату через обмежуючі конденсатори підімкнені до входу мостового випрямляча,

а паралельно його виходу підімкнений стабілітрон, також паралельно виходу випрямляча підімкнені через обмежуючі резистори вищезазначені магніторезистори, при цьому виходи кожного магніторезистивного датчика струму через розділяючі діоди і обмежувачий резистор підімкнені до вхідного кола малопотужного транзисторного ключа, у вихідне коло якого послідовно підімкнені вхідні кола малопотужних оптронних симісторів у кількості, що дорівнює числу полюсів апарату, вхід же малопотужного безконтактного ключа підімкнений через стабілітрон до спільної точки з'єднання розділяючих діодів [2].

Цей контактор забезпечує бездугове розмикання кола як при включенні, так і при виключенні апарату, однак це досягається через використання складної схеми керування, що суттєво підвищує вартість та трудомісткість виготовлення апарату, а також знижує надійність його роботи.

ОСОБЛИВІСТЬ ПРОПОНОВАНОГО КОНТАКТОРА

Пропонований контактор [3] відрізняється тим, що для живлення вхідних кіл оптронних симісторів використовується струм, який протікає по котушці електромагнітного приводу, що дозволяє суттєво спростити схему керування. Це у свою чергу забезпечує зниження трудомісткості виготовлення контактора, його маси та габаритів, вартості, також у пропонованому контакторі завдяки введенню нових елементів забезпечується відсутність зони комутації з дугою при розмиканні головних контактів, а внаслідок цього підвищення надійності роботи пристрою при зменшенні ціни та габаритів.

Включення через випрямляч у коло котушки електромагнітного приводу вхідних кіл оптронних симісторів дозволяє суттєво зменшити габарити гібридного контактора, спростити схему керування силовим безконтактним ключем і підвищити надійність роботи. Забезпечення живлення схеми керування силовим безконтактним ключем струмом, що протікає по котушці привода суттєво знижує витрати активної потужності у цій схемі, тобто вирішується поставлене завдання.

Гібридний електромагнітний контактор змінного струму (рис. 1) містить у кожному полюсі головні контакти 1, паралельно яким підімкнений силовий безконтактний ключ 2, що складається з двох керованих безконтактних елементів, підімкнених у прямому та зворотному напрямках відносно один до одного, малопотужний оптронний симістор 3, вихідне коло якого підімкнене через резистор 4 між керованими електродами кожного з безконтактних елементів, а також спільні елементи: мостовий випрямляч 5 з ємнісним фільтром 6, малопотужний транзисторний ключ 7, у вихідне коло якого послідовно підімкнені вхідні кола малопотужних симісторів з кількістю, що дорівнює числу полюсів контактора, стабілітрон 8, котушку 9 електромагнітного приводу, підімкненому до джерела її живлення через послідовно з'єднані дві кнопки, перша з яких містить нормально розімкнуті контакти 10, а друга – нормально замкнуті 11, при цьому паралельно першій кнопці підключені нормально розімкнуті допоміжні контакти 12, вхід мостового випрямляча 5 підключений послідовно з котушкою

9 електромагнітного приводу, а його вихід - через змінний резистор 13 до вихідного кола малопотужного транзисторного ключа 7, вхід якого через стабілітрон 8 та обмежувальний резистор 14 підключений до виводу випрямляча 5, до якого підімкнений змінний резистор.

У відключеному стані контактора головні контакти 1 розімкнені, котушка 9 відключена, на схему керування силовим безконтактним ключем живлення не подається. Силовий безконтактний ключ у цей час знаходиться під впливом фазної напруги мережі.

Пристрій працює таким чином.

При натисканні кнопки 10, тобто при включенні контактора, по колу котушки 9 починає протікати струм, який через випрямляч 5 заряджає конденсатор 6. Як тільки напруга на цьому конденсаторі досягне рівня пробною стабілітрона 8, транзисторний ключ 7 включиться і по вхідним колам оптронних симісторів 3 буде протікати струм, який достатній для їх включення. Величина ємності конденсатора 6 вибирається із умови, що час заряду цього конденсатора до рівня напруги, яка відповідає напрузі стабілізації стабілітрона 8, повинен бути на декілька мілісекунд більше часу, що відлічується від моменту замикання кнопки 10 до моменту замикання головних контактів 1. Цим досягається те, що замикання головних контактів буде здійснюватися при високій напрузі, а отже, знижується вірогідність утрати контакту в їх колі в умовах, наприклад, агресивного середовища. У включеному стані контактора струм навантаження протікає по головним контактам 1, при цьому кнопка 10 буде шунтована допоміжним контактом 12, що забезпечить відкритий стан оптронних симісторів 3. Падіння напруги на головних контактах контактора у всіх режимах роботи не перевищує рівня 0,5-0,6 В, тому цієї напруги буде недостатньо для включення силового безконтактного ключа 2, який складається з двох зустрічно-паралельно ввімкнених тиристорів.

Також слід відзначити, що у включеному стані контактора струм у колі котушки буде незначно знизений за рахунок того, що в її коло додатково введений резистор 13 та вхідні кола оптронних симісторів 3. Це є небезпечним для роботи контактора тому що у включеному стані електромагнітна сила привода завжди суттєво перевищує рівень сил протидії, а її зменшення буде тільки корисним для роботи контактора. Крім того, напруга на конденсаторі 6 в цьому режимі перебільшує напругу стабілізації стабілітрона 8 і буде знаходитися на рівні, при якому струм заряду конденсатора зрівноважений струмом його розряду.

При натисканні кнопки 11, тобто при виключенні контактора, коло котушки 9 знеструмується і головні контакти 1 починають розмикатися. Під впливом різкого зростання падіння напруги на них вмикається через резистор 4 та оптронний симістор 3 тиристор силового безконтактного ключа 2, провідність якого відповідає напрямку струму в колі головних контактів 1. Струм із кола головних контактів переходить у коло силового безконтактного ключа. Його включення забезпечується розрядним струмом конденсатора 6 через змінний резистор 13. Величина цього резистору вибирається із умови, що час розряду конденсатора 6

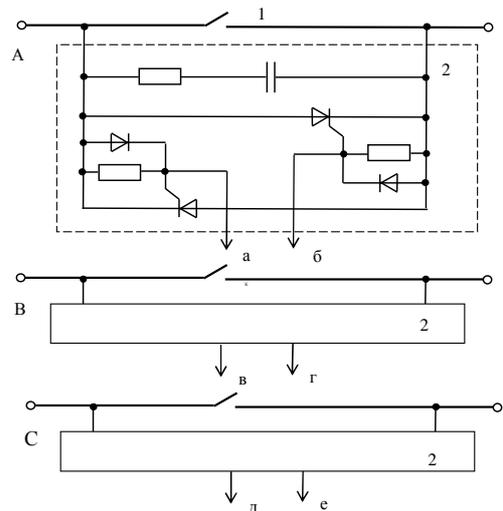
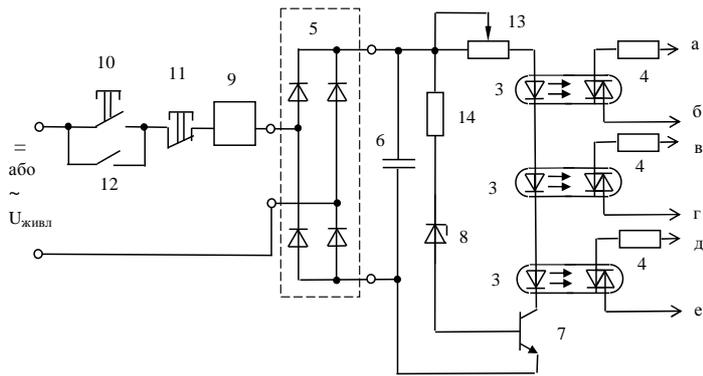


Рис. 1

до рівня напруги, при якій виключається транзисторний ключ 7 декілька більше (на 5-10 мс) проміжку часу, що відлічується від моменту натискання на кнопку 11 до моменту розмикання головних контактів 1. Як тільки транзисторний ключ 7 виключиться, повне розмикання головного кола відбудеться при першому переході струму через нуль в тиристорі силового ключа. При цьому час протікання струму через будь який з тиристорів силового безконтактного ключа 2 не перебільшує половини періоду навантаження мережі живлення.

Максимальне пряме падіння напруги на відкритому силовому безконтактному ключі 2 не більше 1,5-2 В, що є недостатнім для виникнення дуги на головних контактах 1. Слід зазначити, що в момент переходу струму з кола головних контактів через наявність індуктивності у контурі комутації (головні контакти разом з силовим безконтактним ключем) виникає коротка дуга, однак цей процес через мале значення вказаної індуктивності протікає кілька десятків мікросекунд і тому не завдає суттєвого впливу на комутаційну зносостійкість головних контактів.

Пропонований електромагнітний контактор змінного струму забезпечує бездугову комутацію кола, має підвищений термін служби та підвищену надійність роботи при зменшених габаритах та вартості за рахунок того, що у відключеному стані апарату схема керування знеструмлена, для її живлення не потрібне допоміжне джерело, уникнуто використання трансформаторів, що забезпечує підвищення технологічності виробництва апарату, зменшення кількості конструктивних вузлів, спрощення схеми керування безконтактними елементами силового безконтактного ключа 2.

ВИСНОВКИ

В порівнянні з існуючими гібридними контакторами змінного струму пропонований контактор за рахунок схемних рішень та економного режиму роботи комплектуючих має зменшені габарити, ціну, підвищену надійність роботи. Цей контактор доцільно застосовувати у важких режимах експлуатації, наприклад при частих пусках асинхронних двигунів, в умовах підвищених вимог з вибухобезпеки, пожежобезпеки і т.ін.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Сосков А.Г., Соскова И.А. Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита. – К.: Каравелла, 2005. – 344 с., с. 40.
2. Гібридний комутаційний апарат змінного струму. Патент України на корисну модель № 30660, Н 01 Н 9/30, Н 01 Н 9/54, Бюл. № 5, 2008.
3. Гібридний контактор змінного струму. Патент України на корисну модель № 48824 Н01Н 9/30, Н01Н 9/54, Бюл. № 7, 2010.

Сосков Анатолій Георгійович, д.т.н., проф.

Сабалаєва Наталія Олегівна

Харківська національна академія міського господарства
кафедра "Теоретичної і загальної електротехніки"
Україна, 61002, Харків, вул. Революції, 12
тел. (057) 707-31-11

Соскова Інна Олексіївна, к.т.н., доц.

Українська інженерно-педагогічна академія
кафедра "Теоретичної і загальної електротехніки"
Україна, 61003, Харків, вул. Університетська, 16
тел. (057) 733-79-73

A.G. Soskov, N.O. Sabalaeva, I.A. Soskova

Hybrid electromagnetic contactor of alternating current with the improved descriptions.

The hybrid contactor of alternating current, in which introduction of new structural elements and connections will allow to provide the not arc commutation of circle both at including of vehicle and at his shutdown, is offered, to provide absence of area of possible commutation with an arc, energising on the chart of management only at the reserved main contacts, to reduce a cost, sizes, mass, substantially to simplify a management chart and promote reliability of vehicle.

Key words – hybrid contactor, introduction, commutation.

М.И. Баранов

НОВЫЙ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЙ ПОДХОД ПО ТЕОРЕТИЧЕСКОМУ ОБОСНОВАНИЮ ЯВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ ФАРАДЕЯ В НЕПОДВИЖНОМ МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ

Викладені нові уявлення про можливий електрофізичний мікромеханізм, що приводить до виникнення у нерухомому металевому дроті контура, що знаходиться в зовнішньому змінному магнітному полі, індукційної напруги і індукованої електрорушійної сили. Показано, що цей мікромеханізм дозволяє з урахуванням відомих закономірностей класичної фізики обґрунтувати фундаментальний закон електромагнітної індукції Фарадея у математичному формулюванні Максвелла.

Изложены новые представления о возможном электрофизическом микромеханизме, приводящем к возникновению в находящемся во внешнем переменном магнитном поле неподвижном металлическом проводе контура индукционного напряжения и индуцированной электродвижущей силы. Показано, что этот микромеханизм позволяет с учетом известных закономерностей классической физики обосновать фундаментальный закон электромагнитной индукции Фарадея в математической формулировке Максвелла.

ВВЕДЕНИЕ

В [1] автором был предложен новый электрофизический микромеханизм возникновения в равномерно движущемся в воздушном пространстве прямолинейном круглом цилиндрическом проводнике, пересекающем силовые линии внешнего постоянного магнитного поля, индукционного электрического напряжения $U_{\text{инд}}$ и индуцированной электродвижущей силы (ЭДС) $e_{\text{инд}}$. Вкратце суть данного микромеханизма, применительно к указанному выше простейшему электротехническому случаю, заключается в электродинамическом поведении свободных электронов с элементарным отрицательным электрическим зарядом $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл, линейно перемещающихся вместе с принятым проводником с неизменной скоростью в постоянном однородном магнитном поле с напряженностью H_e . Это поведение свободных электронов обуславливается воздействующей на них внешней продольной электродинамической силой Лоренца F_L и внутренней продольной противоположно направленной ей силы F_e от действия на электрические заряды e_0 свободных электронов кратковременного индукционного аксиального электрического поля с усредненной напряженностью E_e . Именно эти две силы электромагнитной природы и определяют продольную электродинамику свободных электронов металлического проводника, приводящую к изменению вдоль него их объемной плотности n_e , появлению на его краях индукционных электрических зарядов противоположной полярности с поверхностной плотностью σ_e и соответственно индукционных электрических потенциалов ϕ_e противоположной полярности. Разность данных потенциалов, равная $2\phi_e$, обуславливает наличие между краями такого проводника (электрического контура) индукционного электрического напряжения $U_{\text{инд}}$ и соответственно появления в нем ЭДС $e_{\text{инд}}$, удовлетворяющей известной математической формулировке выдающегося физика Джеймса Максвелла [1, 2]: $e_{\text{инд}} = -d\Phi_e/dt$, где Φ_e – изменяющийся во времени t внешний магнитный поток сквозь поверхность, ограниченную движущимся (неподвижным) проводником (контуром), в котором индуцируется ЭДС $e_{\text{инд}}$. А каков глубинный физический механизм возникновения указанных величин $U_{\text{инд}}$ и $e_{\text{инд}}$ между краями неподвижного проводника (контура) той или иной геометрической формы, размещенного в изоляционном или ином пространстве и испытывающего воздействие внешнего переменного во времени t магнитного поля с напряженностью H_e ? Развернутого ответа на данный вопрос и соответственно физико-математического обоснования такого микромеханизма не найдешь ни в одной известной учебной или научной электротехнической литературе [3-5]. А ведь на фунда-

ментальном законе электромагнитной индукции великого физика Майкла Фарадея и применении в силовой электротехнике подобных проводников и контуров с переменным током (например, в электрогенераторах и электродвигателях) базируется практически вся мировая индустрия производства и потребления электрической энергии. Поэтому электрофизические задачи по возможному объяснению с позиций классической физики микромеханизмов возникновения индукционного напряжения $U_{\text{инд}}$ и индуцированной ЭДС $e_{\text{инд}}$ в неподвижном проводнике или электрическом контуре различной формы из-за электромагнитного действия на них внешнего переменного магнитного поля с произвольно изменяющейся во времени t напряженностью H_e той или иной пространственной ориентации не потеряли и на сегодня своей актуальности.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИЗУЧЕНИЯ ЯВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ ФАРАДЕЯ В НЕПОДВИЖНОМ МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО КОНТУРА

Рассмотрим в цилиндрической системе координат размещенный в воздушном пространстве перпендикулярно координатной оси OZ уединенный круглый электрический контур внутренним радиусом r_i , выполненный из сплошного немагнитного цилиндрического металлического провода радиусом r_a . Пусть выполняется неравенство вида $r_a \ll r_i$. Тогда площадь воздушного "окна" данного контура $S_i = \pi r_i^2$ будет практически соответствовать полной площади этого контура, пронизываемой нормальным (перпендикулярным) к ней внешним магнитным потоком Φ_e . Примем, что вектор напряженности H_e воздействующего на данный электрический контур внешнего однородного переменного магнитного поля направлен вдоль оси OZ в сторону ей противоположной. Считаем, что температура окружающей рассматриваемый контур воздушной изоляционной среды и соответственно его изотропного проводящего материала равна 0°C . Полагаем, что в рассматриваемом электрическом контуре в соответствии с положениями физики твердого тела присутствуют подчиняющиеся квантовой статистике Ферми-Дирака [2] хаотично движущиеся с фермиевской скоростью $v_F \ll v_c$ ($v_c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме [6]) в его немагнитном материале нерелятивистские свободные электроны. Принимаем, что усредненная плотность свободных электронов в металле проводника контура до воздействия на него внешнего переменного магнитного поля с напряженностью H_e составляет величину, равную n_{e0} . Токами электрического смещения в немагнитной ме-

таллической структуре цилиндрического провода исследуемого электрического контура пренебрегаем [7].

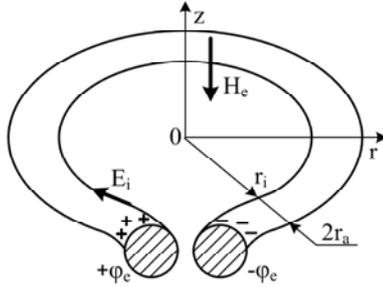


Рис. 1. Расчетная конструкция неподвижного круглого электрического контура, испытывающего воздействие внешнего переменного магнитного поля с напряженностью H_e

Допускаем, что появляющаяся в процессе воздействия внешнего магнитного потока Φ_e на рассматриваемый электрический контур поверхностная плотность σ_e индукционных электрических зарядов на противоположных круглых плоских краях (торцах) его тонкого провода, разделенных между собой крайне малым изоляционным зазором (см. рис. 1), однородна по их поперечному сечению $S_a = \pi \cdot r_a^2$. Требуется с учетом принятых допущений дать описание возможного электрофизического микромеханизма появления в исследуемом электрическом контуре, лишенном сторонних ЭДС (например, электрохимического или контактного происхождения [5]), индукционного электрического напряжения $U_{инд}$ и индуцированной ЭДС $e_{инд}$, а также объясняющего с позиций классической физики фундаментальный закон электромагнитной индукции Фарадея в его общепринятой математической максвелловской формулировке.

2. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ ИДЕИ ПРЕДЛАГАЕМОГО ПОДХОДА ПРИ ОПИСАНИИ ЯВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ В НЕПОДВИЖНОМ МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДЕ

Начнем с того, что запишем второе уравнение Максвелла для напряженностей продольного (направленного вдоль провода контура) электрического E_i и поперечного (направленного нормально к проводу контура) магнитного $H_i = H_e$ полей на элементарном продольном участке длиной $dl_i = r_i \cdot d\varphi$ рассматриваемого электрического контура тороидальной формы, размещенном на наружной цилиндрической поверхности его металлического провода и обращенном внутрь воздушного "окна" контура радиусом r_i [2, 4]:

$$\text{rot} E_i = -\mu_0 \frac{\partial H_e}{\partial t}, \quad (1)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная [6].

Выполним в (1) интегрирование по поверхности $S_i = \pi \cdot r_i^2$ внутреннего воздушного "окна" тонкого круглого одновиткового электрического контура (по поверхности воздушного пространства, ограниченной этим контуром) с величиной элементарной изоляционной поверхности $ds_i = 2\pi r dr$ данного "окна". Для этого представим уравнение (1) в следующем виде:

$$\oint_{S_i} \text{rot} E_i ds_i = -\mu_0 \oint_{S_i} \frac{\partial H_e}{\partial t} ds_i. \quad (2)$$

В соответствии с теоремой Стокса [2, 8] для левой части в (2) находим:

$$\oint_{S_i} \text{rot} E_i ds_i = \oint_{L_i} E_i dl_i, \quad (3)$$

где L_i – замкнутый наружный контур воздушного "ок-

на" рассматриваемого тонкого круглого металлического витка длиной, равной $\oint_{L_i} dl_i = \int_0^{2\pi} r_i d\varphi = 2\pi r_i$.

С учетом (3) и однородности исследуемых здесь напряженностей E_i и H_e в рассматриваемой зоне принятого нами тонкого круглого металлического контура соотношение (2) перепишем в виде:

$$2\pi r_i E_i = -\mu_0 \oint_{S_i} \frac{\partial H_e}{\partial t} ds_i = -2\pi \mu_0 \int_0^{r_i} \frac{\partial H_e}{\partial t} r dr. \quad (4)$$

Тогда из (4) для напряженности E_i продольного индукционного электрического поля на наружной проводящей поверхности тонкого электрического контура с внутренним радиусом $r_i \gg r_a$ получаем:

$$E_i = -0,5 \mu_0 r_i \frac{\partial H_e}{\partial t}. \quad (5)$$

Из (5) видно, что величина индуцируемой (наводимой) напряженности E_i электрического поля в круглом электрическом контуре практически определяется значениями производной $\partial H_e / \partial t$ и его радиуса r_i , а ее знак (направление действия вдоль провода контура) – исключительно знаком производной $\partial H_e / \partial t$. Возрастание во времени t данной производной обуславливает знак "минус" для величины E_i , а ее спад (уменьшение) во времени t – знак "плюс". Отсутствие данной производной ($\partial H_e / \partial t = 0$) обуславливает наличие для продольного индукционного электрического поля в металлическом проводе исследуемого электрического контура равенства $E_i = 0$.

Появление в данном электрическом контуре продольной (направленной вдоль его провода) напряженности E_i индукционного электрического поля согласно (5) вызывает на время ее существования (на время наличия производной $\partial H_e / \partial t$) соответствующее упорядоченное продольное смещение (отклонение) свободных электронов во всей микроструктуре металла провода контура, оказавшихся в зоне действия этого индукционного поля. Причем, согласно [1, 9] значение времени τ , в течение которого будет происходить это смещение свободных электронов провода контура, по порядку величины следует рассматривать как среднее время свободного пробега τ_e электрона между двумя последовательными актами его столкновения с ионами (узлами) кристаллической решетки однородного материала металлического провода. Величина τ_e (время релаксации свободного электрона), как известно, для основных проводниковых материалов, применяемых в силовой электротехнике, численно характеризуется значением порядка 10^{-14} с [7, 9]. Данное направленное продольное смещение за столь короткое время на величину Δl_e свободных электронов металлического провода контура будет приводить к тому, что в зоне его противоположных круглых краев будет изменяться их объемная плотность n_e . Согласно рис. 1, на правом крае провода плотность свободных электронов n_e будет повышаться (будет создаваться избыток электронов), а на левом крае – их плотность будет уменьшаться (будет создаваться недостаток электронов). Так как электрический потенциал металлической поверхности прямо пропорционален ее электрическому заряду [2, 4], то такое изменение плотности n_e свободных электронов в проводе с возникновением на его краях (торцах) индукционных зарядов противоположной полярности $q_e = \sigma_e \cdot S_a$ приведет к появлению на его левом крае положительного

индукционного электрического потенциала $\varphi_1 = +\varphi_e$, а на его правом крае – отрицательного индукционного электрического потенциала $\varphi_2 = -\varphi_e$ (см. рис. 1). Возникающие на плоских краях металлического провода исследуемого контура индукционные электрические потенциалы φ_e противоположной полярности и их разность $2\varphi_e$ будут удовлетворять следующему соотношению:

$$\varphi_1 - \varphi_2 = 2\varphi_e = U_{\text{инд}} = 2\pi r_i E_i. \quad (6)$$

Из (5) и (6) для абсолютного значения индукционных электрических потенциалов φ_e на краях металлического провода круглого контура находим:

$$\varphi_e = -0,5\pi\mu_0 r_i^2 \frac{\partial H_e}{\partial t}. \quad (7)$$

Из (7) следует, что чем больше скорость изменения во времени t напряженности H_e внешнего переменного магнитного поля и площадь $S_i = \pi \cdot r_i^2$ воздушного "окна" рассматриваемого электрического контура, тем будут большими и абсолютные значения наведенных на его краях электрических потенциалов φ_e противоположной полярности. Знаки индукционных электрических потенциалов φ_e на краях металлического провода контура согласно (7) определяются знаком производной $\partial H_e / \partial t$. Поэтому при изменении во времени t напряженности H_e внешнего переменного магнитного поля по гармоническому закону индуцируемые (наводимые) в исследуемом электрическом контуре (круглом витке) электрические потенциалы φ_e на краях его провода будут изменяться во времени t также по аналогичному закону.

Величину индукционных электрических потенциалов φ_e на круглых плоских краях (торцах) провода нашего одновиткового контура с учетом принятых допущений и теории электростатического поля можно приближенно оценить в следующем виде [2]:

$$\varphi_e = \frac{\sigma_e}{4\pi\epsilon_0} \oint_{S_a} \frac{ds_a}{r}, \quad (8)$$

где ds_a и r – элементарный участок и его текущий радиус на круглой торцевой поверхности $S_a = \pi \cdot r_a^2$ провода контура; $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная [6].

При $ds_a = 2\pi r dr$ и замене в (8) интегрирования по круглой торцевой поверхности S_a провода интегрированием по его радиусу в пределах от 0 до r_a для индукционных электрических потенциалов φ_e на краях металлического провода контура получаем:

$$\varphi_e = 0,5\sigma_e r_a \epsilon_0^{-1}. \quad (9)$$

Следует отметить, что выражение (9) соответствует известной формуле для электрического потенциала металлической полусферы радиусом r_a с поверхностной плотностью электрического заряда, равной σ_e [1, 2]. Из (7) и (9) для поверхностной плотности σ_e индукционных электрических зарядов q_e на круглых краях металлического провода рассматриваемого электрического контура приближенно имеем:

$$\sigma_e = -\pi\mu_0\epsilon_0 r_i^2 r_a^{-1} \frac{\partial H_e}{\partial t}. \quad (10)$$

Исходя из (10), для индукционных электрических зарядов q_e противоположной полярности на круглых краях металлического провода исследуемого одновиткового электрического контура находим:

$$q_e = -\pi^2\mu_0\epsilon_0 r_i^2 r_a \frac{\partial H_e}{\partial t}. \quad (11)$$

Из (10) и (11) видно, что знаки индукционных

электрических зарядов q_e и их поверхностных плотностей σ_e на краях провода принятого электрического контура определяются знаком производной $\partial H_e / \partial t$: ее положительное значение вызывает появление на правом крае провода отрицательного индукционного заряда q_e и положительного индукционного заряда q_e на его левом крае, а ее отрицательное значение – соответственно положительного индукционного заряда q_e на правом крае провода и отрицательного индукционного заряда q_e на его левом крае (см. рис. 1). При наличии в исследуемом контуре замкнутой электрической цепи индукционные заряды q_e (потенциалы φ_e) на его краях и соответственно индукционное напряжение $U_{\text{инд}}$ между этими краями провода вызовут протекание в нем (контуре) индукционного переменного тока проводимости i_e в продольном направлении, противоположном вектору E_i .

Для оценочного нахождения при отсутствии в рассматриваемом электрическом контуре указанного индукционного тока проводимости i_e (при разомкнутых круглых краях металлического провода) усредненного значения продольного смещения Δl_e под действием напряженности E_i индукционного электрического поля свободных электронов металлического провода рассматриваемого электрического контура воспользуемся следующим выражением [1, 10]:

$$\Delta l_e = v_e \cdot \tau_e, \quad (12)$$

где v_e – усредненная скорость упорядоченного продольного смещения свободных электронов провода.

Для приближенного определения используемой в (12) усредненной скорости v_e продольного смещения с продольным ускорением a_e свободных электронов металлического провода электрического контура запишем следующее расчетное соотношение [10]:

$$v_e = a_e \cdot \tau_e. \quad (13)$$

С учетом формулы (5) из классического уравнения $0,5e_0\mu_0 r_i \cdot \partial H_e / \partial t = m_e a_e$, где $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$ кг – масса покоя свободного электрона [6], для усредненного значения ускорения a_e свободных электронов провода рассматриваемого контура, продольно смещаемых под действием силы $F_e = e_0 \cdot E_i$ индуцированного в проводе электрического поля, находим:

$$a_e = 0,5e_0\mu_0 r_i m_e^{-1} \frac{\partial H_e}{\partial t}. \quad (14)$$

Тогда из (13) и (14) для усредненной скорости v_e упорядоченного продольного смещения свободных электронов металлического провода неподвижного круглого электрического контура имеем:

$$v_e = 0,5e_0\mu_0 r_i m_e^{-1} \tau_e \frac{\partial H_e}{\partial t}. \quad (15)$$

В результате из (12) и (15) для усредненного продольного смещения Δl_e свободных электронов в неподвижном металлическом проводе исследуемого круглого электрического контура получаем следующее приближенное расчетное соотношение:

$$\Delta l_e = 0,5e_0\mu_0 r_i m_e^{-1} \tau_e^2 \frac{\partial H_e}{\partial t}. \quad (16)$$

Отметим, что значение среднего времени пробега τ_e для свободных электронов металлического провода при отсутствии заметного нагрева его материала практически не изменяется [7, 9]. Тогда из (16) следует, что величина продольного смещения Δl_e свободных электронов провода рассматриваемого контура при $i_e = 0$ будет определяться главным образом значениями радиуса r_i и скорости изменения во времени t напряжен-

ности H_e внешнего переменного магнитного поля. Поэтому чем больше значения величин радиуса r_i внутреннего воздушного "окна" круглого электрического контура и производной $\partial H_e/\partial t$ для магнитного поля, тем будут большими и значения величины смещения Δl_e свободных электронов его металлического провода. Причем, данное смещение свободных электронов контура будет согласно (16) в зависимости от знака производной $\partial H_e/\partial t$ происходить вдоль провода либо в одну сторону, либо поочередно в его две стороны. Наличие направленно одно- или двухсторонне перемещающегося внутри металлической микроструктуры провода (колеблющегося вдоль провода) его "электронного облака" будет поддерживать существование внутри металла провода продольного электрического поля с напряженностью E_i . Прекращение изменения во времени t напряженности H_e внешнего переменного магнитного поля (наличие условия $\partial H_e/\partial t = 0$) приводит согласно (5) к обнулению величины напряженности E_i и соответственно к отсутствию согласно (16) продольного смещения Δl_e свободных электронов провода. Когда нет данного смещения свободных электронов в проводе – в нем нет по (11) и (10) индукционных электрических зарядов q_e и их поверхностных плотностей σ_e , а также нет по (7) индукционных электрических потенциалов ϕ_e на его противоположных круглых краях и соответственно по (6) индукционного электрического напряжения $U_{\text{инд}}$ между этими плоскими краями круглого проводящего контура.

Из (4) и (6) для индукционного электрического напряжения $U_{\text{инд}}$ между противоположными и близко расположенными плоскими краями (торцами) провода круглого электрического контура получаем:

$$U_{\text{инд}} = \oint_{L_i} E_i dl_i = 2\pi r_i E_i = -\frac{\partial \Phi_e}{\partial t}, \quad (17)$$

где $\Phi_e = \pi \mu_0 r_i^2 H_e$ – магнитный поток сквозь поверхность, ограниченную металлическим проводом исследуемого электрического контура (в нашем случае сквозь поверхность S_i воздушного "окна" проводящего контура).

Из (17) вытекает широко известное в теоретической электротехнике правило [4, 5]: полярность индукционного электрического напряжения $U_{\text{инд}}$ между концами металлического провода электрического контура определяется знаком временной производной $\partial \Phi_e/\partial t$ для внешнего магнитного потока Φ_e . При положительном значении производной $\partial \Phi_e/\partial t$ величина $U_{\text{инд}}$ будет отрицательной, а при отрицательном значении производной $\partial \Phi_e/\partial t$ – величина $U_{\text{инд}}$ будет положительной. Кстати, первым физиком, кто с помощью экспериментальных исследований (путем замыкания и размыкания цепи первичного контура со стороны ЭДС электрохимической природы и постоянным электрическим током и фиксации стрелочным электроизмерительным прибором электрического напряжения в изолированном от первичного контура и рядом расположенном с ним вторичном контуре) описал эти особенности индуктирования напряжения в электрических контурах, был М. Фарадей [11, 12].

Принимая во внимание то, что согласно [5] "напряжение вдоль замкнутого электрического контура равно ЭДС, индуктированной в этом контуре" для индуктированной ЭДС $e_{\text{инд}} = U_{\text{инд}}$ в исследуемом неподвижном электрическом контуре, испытывающем в воздухе воздействие внешнего переменного магнитного поля с напряженностью H_e , на основании (17) получаем применительно к рассматриваемому случаю

следующую широко используемую в электротехнике и электрофизике классическую формулу:

$$e_{\text{инд}} = -\frac{\partial \Phi_e}{\partial t}. \quad (18)$$

Формула (18) полностью соответствует знаменитой максвелловской математической формулировке закона электромагнитной индукции Фарадея [2, 4, 5].

3. ПРИМЕР РАСЧЕТА ОСНОВНЫХ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН ДЛЯ ЯВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ ФАРАДЕЯ В НЕПОДВИЖНОМ МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДЕ КОНТУРА

Выполним численную оценку усредненных значений продольного ускорения a_e , продольной скорости v_e и продольного смещения Δl_e свободных электронов для размещенного в воздухе при 0°C круглого медного цилиндрического провода радиусом $r_a = 1$ мм, образующего разомкнутый круглый контур (виток) внутренним радиусом $r_i = 159,15$ мм и длиной $2\pi r_i = 1$ м и испытывающего воздействие перпендикулярного плоскости этого контура внешнего однородного синусоидального магнитного поля промышленной частоты $f = 50$ Гц с амплитудой напряженности $H_e = 7,96 \cdot 10^5$ А/м (при амплитуде его магнитной индукции $B_e = \mu_0 H_e = 1$ Тл) и с максимальной скоростью изменения (нарастания или спада) во времени t , равной по модулю $\partial H_e/\partial t = 2\pi f H_e = 25 \cdot 10^7$ А/(м·с). При этом осуществим также расчетную оценку модулей амплитудных значений напряженности E_i индукционного электрического поля, наведенных электрических потенциалов ϕ_e на краях провода, индукционных зарядов q_e и их поверхностных плотностей σ_e на круглых плоских торцах провода и наводимой ЭДС $e_{\text{инд}}$ в рассматриваемом электрическом контуре. Для данных оценочных расчетов примем, что значение среднего времени пробега τ_e для свободных электронов медного провода, рассчитанное на основе модели свободных электронов Зоммерфельда (см. табл. 10.П в [7]), составляет величину, равную $\tau_e = 5,3 \cdot 10^{-14}$ с. Тогда в соответствии с приведенными формулами (5) – (18) находим, что для принятого случая указанные физические величины будут иметь следующие приближенные расчетные численные значения: $a_e = 4,397 \cdot 10^{12}$ м/с²; $v_e = 0,233$ м/с; $\Delta l_e = 1,235 \cdot 10^{-14}$ м; $E_i = 25$ В/м; $\phi_e = 12,5$ В; $q_e = 0,695 \cdot 10^{-12}$ Кл; $\sigma_e = 0,221 \cdot 10^{-6}$ Кл/м²; $e_{\text{инд}} = 25$ В. Полученные количественные данные свидетельствуют о том, что усредненная скорость v_e упорядоченного продольного смещения свободных электронов в этом электрофизическом случае при температуре 0°C принимает численное значение, практически равное средней дрейфовой скорости $v_D = 0,22$ м/с свободных электронов в медных проводах сильноточных электрических цепей с плотностью тока проводимости в них, равной $5,81 \cdot 10^9$ А/м² [10]. При этом величина продольного ускорения a_e свободных электронов круглого медного провода принимает огромное значение, а величина среднего продольного смещения Δl_e в нем свободных электронов оказывается ничтожно малой по сравнению с макроскопическими размерами как провода, так и круглого электрического контура. По сравнению с электротехническим случаем проявления электромагнитной индукции в равномерно движущемся в воздухе со скоростью 10 м/с в постоянном однородном магнитном поле с аналогичной напряженностью $H_e = 7,96 \cdot 10^5$ А/м (перпендикулярно его силовым линиям и вектору напряженности H_e) тонком медном

прямолинейном проводе ($r_a = 1$ мм; длина $l_a = 1$ м), описанном автором в [1], здесь величины ускорения a_e , скорости v_e и смещения Δl_e свободных электронов провода оказываются примерно в 2,5 раза большими. Большими здесь также в 2,5 раза являются величины продольной напряженности E_i электрического поля, электрических потенциалов ϕ_e , индукционных зарядов q_e , их поверхностных плотностей σ_e и индуктированной ЭДС $e_{\text{инд}}$.

Следует указать, что, несмотря на крайне малое численное значение продольного смещения Δl_e свободных электронов в тонком медном проводе (при $i_e = 0$) выбранного круглого электрического контура и предназначенного для иллюстрации предложенного автором электрофизического микромеханизма возникновения явления электромагнитной индукции в неподвижном металлическом проводнике, в рассматриваемом проводе с его разомкнутыми противоположными круглыми плоскими краями (торцами) в процессе наведения в нем ЭДС $e_{\text{инд}} = 25$ В происходит продольное смещение огромного отрицательного электрического заряда "электронного газа" его внутренней микроструктуры. При усредненной плотности n_{e0} свободных электронов в исследуемом медном проводе ($r_a = 1$ мм) круглого одновиткового контура радиусом $r_i = 159,15$ мм, равной $16,86 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$ [13], и заданном цилиндрическом объеме его проводящего материала $V_a = 2\pi^2 r_a^2 r_i = 3,141 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3$ в рассматриваемом случае величина продольно смещаемого на $\Delta l_e = 1,235 \cdot 10^{-14}$ м под действием продольной напряженности $E_i = 25$ В/м отрицательного заряда "электронного газа" тонкого медного провода составит значение, равное около $q_{e0} = e_0 n_{e0} V_a = 84,84 \cdot 10^3$ Кл.

ВЫВОДЫ

1. Предложен новый электрофизический микромеханизм возбуждения в неподвижном металлическом проводнике электрического контура, расположенного в воздушной среде и испытывающего воздействие внешнего переменного магнитного поля с напряженностью H_e , индукционного электрического напряжения $U_{\text{инд}}$ и индуктированной ЭДС $e_{\text{инд}}$.

2. С помощью данного микромеханизма показано, что в основе физической сущности явления электромагнитной индукции Фарадея в рассматриваемом проводнике (контуре) с разомкнутыми краями лежит электродинамическое поведение его нерелятивистских свободных электронов, определяемое их упорядоченным сверхмалым продольным одно- или двухсторонним смещением Δl_e (в зависимости от знака производной $\partial H_e / \partial t$) по всей внутренней микроструктуре проводника под действием наводимой в нем изменяющейся во времени t напряженностью H_e внешнего магнитного поля напряженности E_i внутреннего переменного продольного электрического поля. Данное направленное в одну или две стороны проводника смещение свободных электронов вызывает появление на противоположных краях проводника изменяющихся во времени t индукционных зарядов q_e с поверхностной плотностью σ_e и индукционных электрических потенциалов ϕ_e противоположной полярности. Разность этих электрических потенциалов ϕ_e обуславливает наличие между противоположными краями проводника (контура) индукционного электрического напряжения $U_{\text{инд}}$ и соответственно появления в нем ЭДС $e_{\text{инд}}$. Прекращение изменения во времени t напряженности H_e внешнего магнитного поля вызывает обнуление напряженности E_i внутреннего продольно-

го электрического поля в проводнике, зарядов q_e и потенциалов ϕ_e на его разомкнутых краях и соответственно исчезновение в проводнике (контуре) напряжения $U_{\text{инд}}$ и ЭДС $e_{\text{инд}}$.

3. Новый электрофизический микромеханизм появления в неподвижном проводнике (контуре) индукционного электрического напряжения $U_{\text{инд}}$ и индуктированной в нем ЭДС $e_{\text{инд}}$ позволяет физически понять и с учетом известных закономерностей классической физики теоретически обосновать фундаментальный закон электромагнитной индукции Фарадея в математической формулировке Максвелла.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И. Новый электрофизический подход по теоретическому обоснованию явления электромагнитной индукции Фарадея в движущемся металлическом проводнике // *Электротехника і електромеханіка*. – 2010. – № 1. – С. 24-28.
2. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. – М.: Наука, 1990. – 624 с.
3. Аркадьев В.К. Электромагнитные процессы в металлах, Часть II. – М.: НКТП – ОНТИ, 1936. – 304 с.
4. Тамм И.Е. Основы теории электричества. – М.: Наука, 1976. – 616 с.
5. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: Учебник для вузов. Том 1. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 536 с.
6. Кухлинг Х. Справочник по физике / Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина. – М.: Мир, 1982. – 520 с.
7. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 391 с.
8. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: Учебник для вузов. Том 2. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 416 с.
9. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
10. Баранов М.И. Упрощенная математическая модель микропроцессов в проводнике с электрическим током проводимости // *Электротехника і електромеханіка*. – 2006. – № 2. – С. 66-70.
11. Фарадей М. Экспериментальные исследования по электричеству. Том 1 / Пер. с англ. Е.А. Чернышевой и Я.Р. Шмидт-Чернышевой под ред. Т.П. Кравца. – М.: Изд-во АН СССР, 1947. – 848 с.
12. Баранов М.И. Майкл Фарадей и его научные заслуги перед человечеством // *Электротехника і електромеханіка*. – 2009. – № 6. – С. 3-12.
13. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 2, Кн. 1: Теория электрофизических эффектов и задач. – Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ", 2009. – 384 с.

Поступила 19.03.2010

Баранов М.И., д.т.н., с.н.с.

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

M.I. Baranov

New electrophysics approach on the theoretical ground of the phenomenon of electromagnetic induction of faraday in a immobile metallic explorer.

New pictures are expounded of possible electrophysics micro-mechanism, resulting in an origin in the being in the external variable magnetic field immobile metallic wire of contour of induction tension and induced electromotive force. It is rotined that this micromechanism allows taking into account the known conformities to the law of classic physics to ground the fundamental law of electromagnetic induction of Faraday in mathematical formulation of Maxwell.

Key words – immobile metallic explorer, variable magnetic field, new electrophysics micromechanism, electromagnetic induction of Faraday.

О ЛЕГИТИМНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ФОРМУЛЫ СТОКСА ДЛЯ ДОКАЗАТЕЛЬСТВА ТЕОРЕМЫ АМПЕРА (ЗАКОН ПОЛНОГО ТОКА)

В статті виконано критичний аналіз сучасного підходу, а також запропоновано більш просту та фізично змістовну методу доказу теорему Ампера (закону повного струму).

В статье выполнен критический анализ современного подхода и предложен более простой и физически содержательный метод доказательства теоремы Ампера (закона полного тока).

ВВЕДЕНИЕ

Закон полного тока (ЗПТ) – один из основных законов электромагнитного поля, нашедший широкое применение в теоретической и прикладной электротехнике. В современной литературе [1] ЗПТ формулируется так: "при обходе по замкнутому контуру линейный интеграл вектора магнитной индукции равен току, проходящему через поверхность, ограниченную контуром интегрирования, умноженному на постоянную μ_0 :"

$$\oint \mathbf{B} d\mathbf{l} = \mu_0 I. \quad (1)$$

Авторство здесь принадлежит А.М. Амперу [2, I, (70)], который предвосхитил вывод формулы Стокса. В отечественной литературе ЗПТ связывают с теоремой Ампера, в то время как за рубежом его называют "законом Ампера". У нас же под последним принято понимать дифференциальный закон Ампера взаимодействия двух элементов тока [2, I, (69)]:

$$d\mathbf{F}_{12} = \frac{\mu_0 I_1 I_2}{4\pi r_{12}^3} (d\mathbf{l}_2 \times (d\mathbf{l}_1 \times \mathbf{r}_{12})). \quad (2)$$

Несмотря на широкое применение ЗПТ в практике расчетов и измерений (пояс Роговского, трансформаторы тока), универсальность его остается недоказанной, а границы применения – неочерченными.

В [3] нами отмечено, что при доказательстве ЗПТ на базе формулы Стокса в большинстве случаев нарушаются условия допустимости её применения.

Статья посвящена критическому анализу ситуации в части теоретического обоснования ЗПТ. В ней предложены более простые и физически содержательные подходы к выводам основных принципов применения ЗПТ в реальных цепях постоянного и квазистационарного токов.

1. ГРАНИЦЫ ПРИМЕНЯЕМОСТИ ФОРМУЛЫ СТОКСА

Согласно канонам математики [4, 5] формула (теорема) Стокса

$$\int_S \text{rot} \mathbf{V} d\mathbf{S} = \oint_L \mathbf{V} d\mathbf{l} \quad (3)$$

справедлива при условии

- односвязности области S ;
- непрерывности подынтегральных функций и их первых производных в S .

Эти требования выполняются только для области S , соответствующей поперечному сечению сплошного проводника с током, ибо

- вне проводника с током (на границе L) нарушается требование непрерывности;
- сечение полого проводника представляет мно-

госвязную область.

Вследствие изложенного использование формулы Стокса для доказательства справедливости ЗПТ для контуров, расположенных внутри полых проводников и вне проводников с током [6] совершенно необоснованно.

Ряд авторов, отдавая себе отчет о нелегитимности такого доказательства, избрали другие пути.

Первый [7, 8] – чисто эмпирический: "опыт показывает, что независимо от формы контура интегрирования интеграл магнитной индукции вдоль него пропорционален току, охватываемому этим контуром, т.е. имеет место равенство (1)".

Второй – более сложный и доказательный используется применительно к классу одиночных контуров с током. Здесь анализ ведется либо на базе подсчета циркуляции непосредственно вектора индукции \mathbf{B} [9], либо с помощью скалярного магнитного потенциала [1].

В [10] автор вводит понятие "магнитного напряжения" для пояснения принципа действия пояса Роговского и экспериментального обоснования ЗПТ.

2. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ НОВОГО ПОДХОДА

Иллюстрируемый нами в дальнейшем новый, более простой и наглядный, физически содержательный и математически непротиворечивый подход определения границ применимости ЗПТ основывается на следующих фундаментальных положениях.

2.1. Во-первых, в основу расчетов магнитного поля положен дифференциальный закон Ампера (2) в полевом варианте представления его центральной части (закон Био-Савара)

$$d\mathbf{B} = \frac{\mu_0 I_1}{4\pi r_{12}^3} (d\mathbf{l}_1 \times \mathbf{r}_{12}). \quad (4)$$

2.2. Во-вторых, для магнитного поля вне проводов используется принцип потенциальности магнитного поля, когда

$$\int_A^B \mathbf{H} d\mathbf{l} = \text{const} \quad (5)$$

независимо от траектории АВ.

2.3. В-третьих, во всех без исключения случаях применяется принцип суперпозиции.

И наконец, для большей строгости и общности исследования ведутся для контуров в немагнитной среде, когда (1) предельно упрощается до

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = I. \quad (6)$$

Как будет показано ниже, применение этих принципов позволяет свести к минимуму использование законов (2) и (4) для большого класса прикладных задач.

3. АНАЛИЗ ПРИМЕНИМОСТИ ЗПТ ДЛЯ ДЛИННЫХ ПРОВОДНИКОВ

3.1. Провод – нить тока

Известно [1, 6], что для длинной нити тока $jdSe_z$ напряженность внешнего магнитного поля составляет

$$\mathbf{H} = \frac{jdS}{2\pi\rho} \mathbf{e}_\varphi, \quad (7)$$

где j, dS – плотность тока и сечение нити, ρ – радиальная координата точки, в которой рассчитывается H .

Найдем интеграл (6) по любому замкнутому пути в районе нити тока, элемент которого в общем виде составит

$$dl = d\rho\mathbf{e}_\rho + \rho d\varphi\mathbf{e}_\varphi + dz\mathbf{e}_z. \quad (8)$$

Перемножая скалярно последние два вектора, получаем

$$\oint \mathbf{H}dl = \frac{jdS}{2\pi} \oint \frac{\mathbf{e}_\varphi}{\rho} \rho d\varphi\mathbf{e}_\varphi = \frac{jdS}{2\pi} \oint d\varphi. \quad (9)$$

Последнее соотношение дает (независимо от формы кривой $L!$) два варианта решения:

$$\oint \mathbf{H}dl = jdS \text{ – при обходе вокруг нити,} \quad (10.1)$$

$$\oint \mathbf{H}dl = 0 \text{ – при обходе вне нити тока, т.е. в соответствии с ЗПТ.} \quad (10.2)$$

Результаты получены исключительно на основании учета реального характера внешнего магнитного поля нити тока (найденного по закону (4)) без каких-либо ссылок на формулу Стокса, т.е. без ограничений по разделу 1.

3.2. Длинный провод реального сечения

3.2.1. Внешнее магнитное поле

Рассмотрим длинный провод произвольного сечения S (рис. 1) в виде многосвязной области, через которую протекают составляющие тока

$$dI = jdS. \quad (11)$$

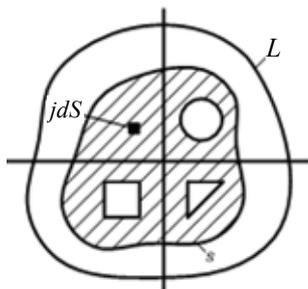


Рис. 1

Каждый из отмеченных элементов нитей тока при интегрировании по произвольному контуру L дает вклад в общий интеграл в виде (10.1). Складывая действие всех элементов тока на площади S , получаем

$$\oint_L \mathbf{H}dl = \sum_{n=1}^N \mathbf{j}_n dS = \sum_{n=1}^N dI_n = I. \quad (12)$$

Следует отметить, что в последнем соотношении результат не зависит от закона изменения \mathbf{j}_n – плотность тока не обязательно должна быть постоянной. Вывод – согласно (12) ЗПТ остается справедливым и в квазистатических режимах при умеренных частотах (действие скин-эффекта не должно сказываться на результатах измерения тока).

Во всех случаях, когда поперечное сечение проводника представляет центральносимметричную фи-

гуру (круг, кольцо, набор колец и т. п.) внешнее магнитное поле также может быть рассчитано по ЗПТ (аналогично (7))

$$\mathbf{H} = \frac{I}{2\pi\rho} \mathbf{e}_\varphi. \quad (13)$$

Для случая некруглого поперечного сечения соотношение (13) начинает соблюдаться по мере удаления от оси привода.

Рассматривать внешнее поле реальных проводов "короткой" длины не имеет смысла по соображениям, которые будут рассмотрены ниже.

3.2.2. Внутреннее магнитное поле

Внутри сплошного проводника круглого поперечного сечения радиусом r , где соблюдаются все условия для применения формулы Стокса (3) окружная составляющая напряженности магнитного поля при $j = \text{const}$ дается согласно (6) в соответствии с ЗПТ в виде

$$H = \frac{I}{2\pi\rho} = 0,5j\rho, \quad (14)$$

т.е. в виде известной линейной зависимости от радиальной координаты.

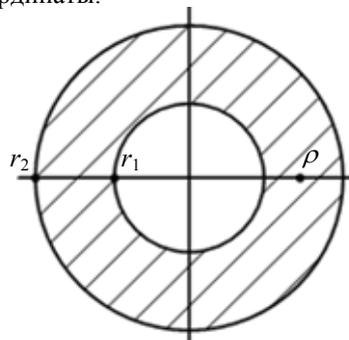


Рис. 2

Аналогичный подход может быть использован и для проводников, поперечное сечение которых обладает осевой симметрией, например, для цилиндрической трубы (рис. 2). Здесь в токоведущем слое ($r_1 < \rho < r_2$) напряженность поля согласно принципу 2.3 можно найти как разность напряженностей от действия круглого провода (радиус r_2), внутри него по (14) и круглого провода (радиус r_1) с обратным направлением тока по (13)

$$H(\rho) = 0,5j(\rho - \frac{r_1^2}{\rho}) = 0,5j \frac{\rho^2 - r_1^2}{\rho}, \quad (15)$$

что эквивалентно применению ЗПТ для слоя толщиной $\rho - r_1$, с током $I^* = j\pi(\rho^2 - r_1^2)$.

Та же процедура приложима к более сложным конфигурациям поперечного сечения.

Если же последнее условие не соблюдается (квадрат, эллипс и т.п.) напряженность H становится функцией двух переменных (ρ, φ), вследствие чего применение ЗПТ теряет смысл.

4. ТОКОВЕДУЩИЕ КОНТУРЫ

4.1. Круговой контур

Использование ЗПТ применительно к контурам с током, в основном, реализуется в сфере измерений этих токов. Доказать справедливость ЗПТ в приложении к круговому контуру (рис. 3) можно двумя способами. Во-первых, используя принцип 2.3 для реального тока, как суммы "нитей тока", нетрудно показать, что при диаметре нити d много меньше радиуса R вблизи нее справедливо соотношение (10.1).

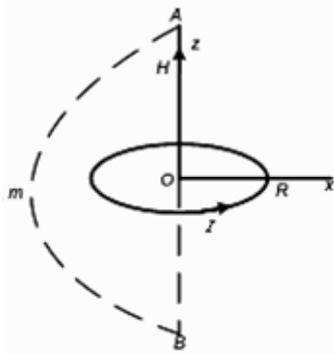


Рис. 3

Во-вторых, можно на основе принципов 2.1 и 2.2 найти напряженность поля по оси Z от реального провода с током I

$$H(Z) = \frac{IR^2}{2(R^2 + Z^2)^{3/2}}.$$

Интегрируя последнее выражение по пути "OAmBO" и учитывая, что на достаточном удалении от контура напряженность поля практически равна нулю, получаем

$$\int_L \mathbf{H} d\mathbf{l} = 2 \int_0^\infty H(Z) dZ = I.$$

4.2. Контур произвольной формы

Аналогичные результаты можно столь же строго получить и для контуров прямоугольной формы.

Контур с током произвольной формы может быть, в силу принципа 2.3, представлен в виде комбинации вложенных в него (рис. 4) упомянутых элементарных, один из которых касается того участка, на котором реализуется измерение тока (заштрихован на рис. 4). Все эти внутренние контуры обтекаются одним и тем же током I, но путь интегрирования L охватывает только ток кругового контура "1", потому такой подход доказывает универсальность ЗПТ применительно к одиночному контуру *любой формы*, в том числе и пространственной.

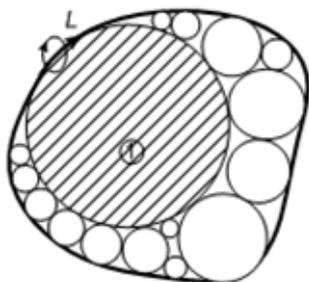


Рис. 4

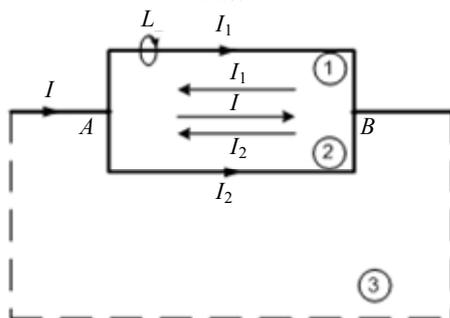


Рис. 5

4.3. Токоведущий контур с параллельными ветвями

В заключение следует остановиться на рассмотрении более сложного контура, содержащего ветви и узлы. Здесь также, идя по пути от простого к сложному, достаточно рассмотреть контур с двумя узлами (рис. 5) и вариантом пути обхода L.

Если внутри раздвоения контура между точками AB условно ввести три ветви с нулевым эквивалентным током $I + I_1 + I_2 = 0$, то рассматриваемый контур получает представление в виде трех простых прямоугольных, из которых только контур "1" с током I_1 имеет связь с кривой L. Другими словами токи в ветвях I и I_2 не оказывают влияния на результаты измерения тока I_1 .

ВЫВОДЫ

1. Формула Стокса справедлива только применительно к решению задачи по определению поля в сечении сплошного проводника с током.
2. Справедливость теоремы Ампера (закон полного тока) для контуров наружного обхода проводника с током основана не на формуле Стокса, а на реальных закономерностях изменения поля в этих зонах.
3. Показано, что ЗПТ справедлив для контуров с током любой формы в предположении, что эти токи могут быть представлены в виде суммы нитей тока, для которых справедлив закон непрерывности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нетушил А.В., Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники. Теория электро-магнитного поля. – М. – Л. ГЭИ, 1956.
2. Физическая энциклопедия, тт. 1-5. – М., 1988-1998.
3. Кузьмин В.В. О математических некорректностях в теоретических основах электротехники. // Электротехника и электромеханика. – 2006. – № 2.
4. Бронштейн Н.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. – М.: Наука, 1981. – 720 с.
5. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1973. – 831 с.
6. Тамм И.Е. Основы теории электричества. – М.: Наука, 1976.
7. Нейман Л.Г., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники. Ч.1. – М.-Л.: ГЭИ, 1959. – 296 с.
8. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т. 1. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 516 с.
9. Сукачев А.Н., Теоретические основы электротехники. Ч. 1 Физические основы, опт. – Харьков, 1959. – 460 с.
10. Поль Р.В. Учение об электричестве. – М.: Физматгиз, 1962. – 506 с.

Поступила 20.02.2010

Кузьмин В.В., д.т.н., проф.

Шпатеко В.С.

НИИ завода "Электротяжмаш"

Украина, 61055, Харьков, пр-т Московский, 299

тел. (0572) 95-66-81, e-mail:kuzmin@spetm.com.ua

V.V. Kuzmin, V.S. Shpatenko

About legitimacy of the use of formula Stocs for proof of Ampere's theorem (law of complete current).

On the base of modern approach critical analysis the article demonstrate new, more simple and physically consistent method of Ampere's theorem (Full Current Law) verification proof.

Key words – Ampere's theorem, new method of proof.

ВИКОРИСТАННЯ ПОНЯТТЯ ЕЛЕКТРОСТАТИЧНОГО КОЛА ДЛЯ ВИРІШЕННЯ ДЕЯКИХ ПРОБЛЕМ ЕЛЕКТРОСТАТИКИ

Досліджено електричні поля, створювані статичними зарядами, розроблені інтегральні аналітичні залежності, що описують процеси даного поля, сформульоване поняття електростатичного кола і встановлені методи його розрахунку.

Исследованы электрические поля, создаваемые статическими зарядами, разработаны интегральные аналитические зависимости, описывающие процессы данного поля, сформулировано понятие электростатической цепи, и установлены методы её расчета.

ВСТУП

Джерелом електростатичних полів є струмоведучі частини діючих електроустановок. Останнім часом з'явилося декілька цікавих публікацій про вплив електростатичних зарядів на експлуатаційну надійність основного енергетичного обладнання (трансформатори, лінії електропередавання та ін.). Крім того, тривалий вплив електростатичного поля на організм людини може викликати порушення функціонального стану нервової й серцево-судинної систем, що виражається в підвищеній стомлюваності, зниженні якості виконання робочих операцій, болях в області серця, зміні кров'яного тиску й пульсу.

Деякі технологічні процеси різних виробництв, особливо з наявністю третюх частин устаткування, супроводжуються утворенням значних електричних зарядів з появою електричних потенціалів, що досягають десятків тисяч кіловольт. Такі статичні заряди небезпечні не тільки для обслуговуючого персоналу, але й можуть викликати руйнівні вибухи й пожежі.

Електризація виникає й при зіткненні двох різноіонізованих речовин через розходження атомних і молекулярних сил на їхній поверхні (через розходження роботи виходу електрона з матеріалів). При цьому відбувається перерозподіл електронів (у рідинах і газах ще й іонів) з утворенням на дотичних поверхнях електричних шарів із протилежними знаками електричних зарядів [1].

Отримана різниця потенціалів дотичних поверхонь залежить від ряду факторів – діелектричних властивостей матеріалів, значення їхнього взаємного тиску при зіткненні, вологості й температури поверхонь цих тіл, кліматичних умов. При наступному роз'єднанні цих тіл кожне з них зберігає свій електричний заряд, а зі збільшенням відстані між ними за рахунок чиненої роботи з поділу зарядів, різниця потенціалів зростає й може досягти десятків і сотень кіловольт.

Таким чином, дослідження електричного поля, створюваного статичними зарядами, уточнення аналітичних залежностей, що описують процеси даного поля, визначення понять електростатичного кола й методів його розрахунку, є актуальними проблемами.

Завданням дійсної роботи є дослідження електростатичного поля в речовинному середовищі, а також уточнення аналітичних залежностей, що описують процеси даного поля, визначення понять електростатичного кола, методів його розрахунку і, як наслідок, підвищення ефективності функціонування електричних апаратів, машин і пристроїв, що є джерелом інтенсивного виникнення зарядів статичної електрики.

ОСНОВНА ЧАСТИНА

Електричне поле постійного струму в провідному середовищі потенційно й підкоряється рівнянню

Лапласа поза сторонніх джерел, якщо є відсутнім вплив магнітного поля, що змінюється. Електричне поле в ізолюючих середовищах в областях не зайнятих зарядами так само задовольняє рівнянню Лапласа. В обох полях мають справу з вектором напруженості \mathbf{E} . Граничним умовам у провідних середовищах $E_{t1} = E_{t2}$; $\gamma_1 \cdot E_{n1} = \gamma_2 \cdot E_{n2}$ можуть бути зіставлені аналогічні рівняння потенційних полів в ізолюючому середовищі $E_{t1} = E_{t2}$; $\epsilon_{a1} \cdot E_{n1} = \epsilon_{a2} \cdot E_{n2}$. З вектором щільності струму $\boldsymbol{\delta} = \gamma \cdot \mathbf{E}$ можна зіставити вектор електричної індукції $\mathbf{D} = \epsilon_a \cdot \mathbf{E}$ [2].

Два поля задовольняють тому самому рівнянню $\nabla^2 \cdot \phi = 0$ й у них виконуються тотожні граничні умови для подібних величин. Тому при однаковій конфігурації граничних поверхонь на підставі теореми про одиничність рішення можна сказати, що сукупність поверхонь рівного потенціалу й ліній потоку вектора електричної індукції \mathbf{D} або вектора щільності струму $\boldsymbol{\delta}$ в цих двох полях буде однакою. Причому, з потоком вектора електричної індукції $\psi_{\text{ел}} = \int_S \mathbf{D} d\mathbf{S}$ можна

зіставити потік вектора щільності електричного струму $I = \int_S \boldsymbol{\delta} d\mathbf{S}$, а з діелектричною проникністю ϵ_a ізолюючого середовища – питомою провідністю γ провідного середовища [2].

Співвідношення $\boldsymbol{\delta} = \gamma \mathbf{E}$, що встановлює зв'язок між щільністю струму в даній точці провідного середовища й напруженістю поля в цій точці, є диференціальною формою закону Ома стаціонарного електричного поля провідного середовища [3], тому рівняння, що зв'язує вектор електричної індукції \mathbf{D} (вектор щільності потоку електричної індукції $\Psi_{\text{ел}}$) і напруженість електростатичного поля \mathbf{E} , це закон Ома в диференціальній формі електростатичного поля в однорідному й ізотропному діелектричному середовищі:

$$\mathbf{D} = \epsilon_a \mathbf{E}. \quad (1)$$

Щоб одержати інтегральну форму запису закону Ома для діелектричних середовищ виділимо в діелектричному середовищі невеликий паралелепіпед об'ємом ΔV . Довжина ребра паралелепіпеда Δl , площа поперечного перерізу ΔS ($\Delta V = \Delta S \cdot \Delta l$). Розташуємо цей паралелепіпед так, щоб напруженість поля в ньому була спрямована по ребру (рис. 1). У силу малості об'єму можна вважати, що напруженість електричного поля \mathbf{E} та сама в повному обсязі; $\Delta l = \Delta l \cdot \mathbf{n}^0$, $\Delta S = \Delta S \cdot \mathbf{n}^0$, де \mathbf{n}^0 – одиничний вектор по напрямку Δl , ΔS й \mathbf{E} . Крім того, діелектричне середовище вважаємо ідеальним, тобто усередині виділеного об'єму відсутні вільні заряди.

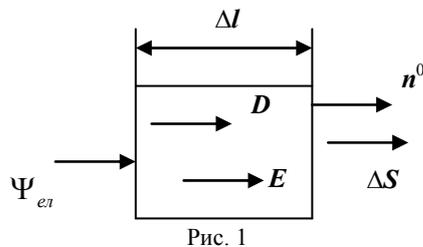


Рис. 1

Помножимо ліву й праву частину рівняння закону Ома в диференціальній формі для діелектричних середовищ на ту саму величину елементарного об'єму ΔV : $\mathbf{D} \cdot \Delta V = \varepsilon_a \cdot \mathbf{E} \cdot \Delta V$, або: $\mathbf{D} \cdot \Delta S \cdot \Delta l = \varepsilon_a \cdot \mathbf{E} \cdot \Delta S \cdot \Delta l$. Звідки:

$$\mathbf{D} \cdot \Delta S = \frac{\varepsilon_a \cdot \Delta S \cdot n^0}{\Delta l \cdot n^0} \cdot \mathbf{E} \cdot \Delta l.$$

Але: $\mathbf{D} \cdot \Delta S = \Psi_{\text{ел}}$ – це потік вектора електричної індукції крізь поверхню ΔS , а $\mathbf{E} \cdot \Delta l = U$ – напруга на елементі об'єму ΔV ; $\varepsilon_a \cdot \Delta S / \Delta l = C$ – ємність конденсатора, діелектриком якого є речовинне середовище виділеного елементарного об'єму ΔV . Величина зворотна ємності конденсатора називається пружністю Γ [3]:

$$\Gamma = \frac{1}{C} = \frac{\Delta l}{\varepsilon_a \Delta S}.$$

Отже:

$$\Psi_{\text{ел}} = \frac{U}{\Gamma} = UC. \quad (2)$$

Отримане вираження відповідає закону Ома в інтегральній формі для діелектричних середовищ. Порівняння даного виразу з формулою закону Ома в інтегральній формі для провідних середовищ

$$I = \frac{U}{R} = Ug,$$

дозволяє зробити висновок про те, що аналогом такого параметра електричного кола провідного середовища як опір R у діелектричному колі ізолюючого середовища є пружність Γ .

Рівняння (2), що відповідає закону Ома в інтегральній формі для діелектричних середовищ можна одержати, якщо взяти інтеграл по об'єму від лівої й правої частини рівняння (1) закону Ома в диференціальній формі для діелектричних середовищ ($\mathbf{D} = \varepsilon_a \cdot \mathbf{E}$):

$$\int_V \mathbf{D} dV = \varepsilon_a \int_V \mathbf{E} dV,$$

де: dV – суть елементарний об'єм ΔV .

Тому що [4]: $V = \int_V dV = \int_S \int_l dS dl$, то для однорід-

них і ізотропних діелектричних середовищ:

$$\int_V \mathbf{D} dV = \int_S \mathbf{D} dS \int_l dl = \varepsilon_a \int_S \int_l \mathbf{E} dl dS,$$

або

$$\int_S \mathbf{D} dS = \frac{\varepsilon_a \int_S dS}{\int_l dl} \int_l \mathbf{E} dl.$$

Але $\int_S \mathbf{D} dS = \Psi_{\text{ел}}$ – це потік вектора електричної

індукції крізь поверхню $S = \int_S dS$, $\int_l \mathbf{E} dl = U$ – напру-

га на елементі об'єму V , довжина якого $l = \int_l dl$, а

$$\frac{\varepsilon_a \int_S dS}{\int_l dl} = \frac{\varepsilon_a S}{l} = C - \text{ємність конденсатора [5], діелек-}$$

триком якого ε діелектричне середовище даного елемента об'єму V . Отже:

$$\Psi_{\text{ел}} = CU.$$

Величиною зворотної ємності C є пружність Γ діелектричного середовища [3], тому закон Ома в інтегральній формі для діелектричних середовищ може бути описаний виразом:

$$\Psi_{\text{ел}} = \frac{U}{\Gamma},$$

що відповідає раніше отриманому рівнянню (2).

У тому випадку, якщо усередині виділеного об'єму діелектричного середовища є заряди, що створюють своє електростатичне поле напруженістю \mathbf{E}_i , то відповідно до принципу суперпозиції результуюча напруженість буде дорівнює геометричній сумі напруженості \mathbf{E} зовнішнього щодо виділеного об'єму даного діелектричного середовища поля й напруженості \mathbf{E} поля, створюваного зарядами даного середовища. Тому, рівнянню закону Ома в диференціальній формі для діелектричного середовища, відповідає наступне вираження:

$$\mathbf{D} = \varepsilon_a (\mathbf{E} + \mathbf{E}_i). \quad (3)$$

В областях, зайнятих джерелами ЕРС, крім електростатичного (кулонового) поля існує ще так зване стороннє електричне поле, обумовлене хімічними, електрохімічними, тепловими, термоелектричними процесами.

Під дією стороннього поля в джерелі здійснюється поділ електричних зарядів. Позитивні заряди розміщуються на одному полюсі джерела, а негативні – на іншому. Ці заряди в області усередині й поза джерелом створюють електричне (кулонове) поле, напруженість \mathbf{E}_k якого спрямована від позитивних зарядів до негативних. Усередині джерела кулонове поле спрямоване на зустріч сторонньому. Повне значення напруженості поля усередині джерела дорівнює $\mathbf{E}_k + \mathbf{E}_{\text{стор}}$. При розміщенні між полюсами джерела ідеального діелектрика $|\mathbf{E}_k| = |\mathbf{E}_{\text{стор}}|$. Напруженість \mathbf{E}_k поля усередині джерела живлення дорівнює напруженості \mathbf{E}'_k поля поза джерелом, але спрямовані дані напруженості протилежно, отже [2]:

$$\mathbf{E}'_k = \mathbf{E}_{\text{стор}}.$$

Повне значення напруженості \mathbf{E}_Σ поля виділеного об'єму діелектричного середовища дорівнює геометричній сумі напруженостей зовнішнього \mathbf{E} й стороннього $\mathbf{E}_{\text{стор}}$ полів, тобто $\mathbf{E}_\Sigma = \mathbf{E} + \mathbf{E}_{\text{стор}}$, тому закон Ома в диференціальній формі для ділянок діелектричного середовища, зайнятих джерелами ЕРС, записується в такий спосіб:

$$\mathbf{D} = \varepsilon_a (\mathbf{E} + \mathbf{E}_{\text{стор}}).$$

Якщо усередині виділеного об'єму діелектричного середовища є провідне тіло, то під дією зовнішнього електростатичного поля вільні заряди, що входять у структуру провідника, починають рухатися. У результаті електростатичної індукції відбувається перерозподіл вільних зарядів у провідному тілі таким чином, що на поверхні провідника виникають поверхневі заряди. Усередині провідника поле вільних зарядів спрямовано на зустріч електростатичному полю діе-

лектрика й повністю його компенсує [6]. Поza провідним тілом поле, пов'язане з індукованими зарядами, накладається на зовнішнє поле й тому результуюче поле буде відрізнятися від первісного. Вектор напруженості E_{Σ} результуючого поля визначається геометричною сумою вектора напруженості E зовнішнього поля й вектора напруженості $E_{\text{інд}}$ поля індукованих зарядів:

$$E_{\Sigma} = E + E_{\text{інд}}.$$

Таким чином, провідне тіло в електростатичному полі діелектрика адекватно джерелу електростатичного поля. Отже:

$$D = \epsilon_a (E + E'), \quad (4)$$

де: $E' = E_i + E_{\text{інд}} + E_{\text{стор}}$ – напруженість результуючого електростатичного поля діелектричного середовища, створеного вільними й зв'язаними зарядами даного середовища, індукованими зарядами провідного тіла й джерелами ЕРС.

Таким чином, джерелами електростатичного поля в діелектричному середовищі можуть бути або її вільні або зв'язані заряди, або провідне тіло, або джерела електричної енергії.

Отримане вираження (4) є узагальненим законом Ома в диференціальній формі електростатичного поля в діелектричному середовищі.

Зробивши нескладні математичні операції над диференціальною формою узагальненого закону Ома можна одержати його інтегральну форму:

$$D \Delta V = \epsilon_a (E + E') \Delta V,$$

або:

$$D \Delta S \Delta l = \epsilon_a (E + E') \Delta S \Delta l.$$

Звідки:

$$D \Delta S = \frac{\epsilon_a \Delta S}{\Delta l} (E + E') \Delta l, \\ \Psi_{\text{ел}} = C(U \pm E). \quad (5)$$

Якщо від обох частин рівняння узагальненого закону Ома в диференціальній формі (4) взяти інтеграл по замкнутому контурі (рис. 2), що включає в себе й джерело електростатичного поля, з даного рівняння буде отриманий другий закон Кірхгофа в інтегральній формі для діелектричного середовища. Тому рівняння узагальненого закону Ома в диференціальній формі є також другим законом Кірхгофа в диференціальній формі для діелектричних середовищ.

На ділянці 123 замкнутого контуру є джерело електростатичного поля, що створює усередині джерела сторонню напруженість поля $E_{\text{стор}}$. На ділянці 341 джерел сторонньої напруженості електростатичного поля немає.

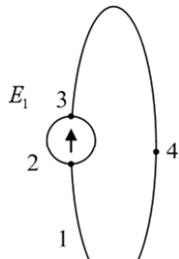


Рис. 2

Щоб одержати рівняння другого закону Кірхгофа в інтегральній формі, необхідно здійснити наступні математичні операції над рівнянням другого закону Кірхгофа в диференціальній формі для діелектричного середовища. Взяти інтеграл по об'єму від лівої і від

правої частини вищевказаного закону в диференціальній формі:

$$\int_V D dV = \int_V \epsilon_a (E + E_{\text{стор}}) dV.$$

Інтеграл по об'єму $\int_V dV$ можна представити по-

двійним інтегралом $\int \oint dS dl$, отже:

$$\int \oint dS dl = \int dS \oint \epsilon_a (E + E_{\text{стор}}) dl.$$

Електростатичне поле розглядається в однорідному й ізотропному діелектричному середовищі, тому:

$$\int dS \oint dl = \epsilon_a \int dS \oint (E + E_{\text{стор}}) dl.$$

Таким чином:

$$\epsilon_a \int dS \\ \int D dS = \frac{S}{\oint dl} \oint (E + E_{\text{стор}}) dl,$$

де $\int_S D dS = \Psi_{\text{еє}}$ – потік вектора електричного зсуву D крізь поперечний переріз замкнутого електростатичного контуру 12341 (рис. 2).

Інтеграл від суми дорівнює сумі інтегралів. Тому:

$$\oint (E + E_{\text{стор}}) dl = \oint E dl + \oint E_{\text{стор}} dl.$$

Причому $\oint E dl = 0$ в силу потенційного характеру кулонова поля. У свою чергу:

$$\oint E_{\text{стор}} dl = \int_{123} E_{\text{стор}} dl + \int_{341} E_{\text{стор}} dl.$$

Беручи до уваги, що лінійний інтеграл від сторонньої напруженості поля усередині виділеного об'єму діелектричного середовища на ділянці 123 ЕРС E_1 джерела даної напруженості $E_{\text{стор}}$:

$$\int_{123} E_{\text{стор}} dl = E_1.$$

У той час, як на ділянці 341 немає сторонньої ЕРС і тому $\int_{341} E_{\text{стор}} dl = 0$. У такий спосіб:

$$\Psi_{\text{еє}} = \frac{\epsilon_a \int dS}{\oint dl} E_1, \text{ або } \Psi_{\text{ел}} \frac{l}{\epsilon_a \int dS} = E_1.$$

Для підрахунку величини $\frac{l}{\epsilon_a \int dS}$ варто врахува-

ти, що $\oint dl = \int_{123} dl + \int_{341} dl$, тому:

$$\frac{l}{\epsilon_a \int dS} = \frac{\int_{123} dl}{\epsilon_a \int dS} + \frac{\int_{341} dl}{\epsilon_a \int dS}.$$

Тому що величина $\frac{\int dl}{\epsilon_a \int dS} = \Gamma_1$ є пружністю

джерела електростатичного поля [3], а $\frac{\int dl}{\epsilon_a \int dS} = \Gamma -$ пружністю ділянки 341 діелектричного середовища, отже:

$$\Psi_{\text{ел}}(\Gamma_1 + \Gamma) = E_1.$$

Отримана формула є рівнянням другого закону Кірхгофа в інтегральній формі для замкнутого контуру, зображеного на рис. 2. Таким чином, рівняння другого закону Кірхгофа в загальному виді в інтегральній формі має вигляд:

$$\sum_{k=1}^n \Psi_{ek} \cdot \Gamma_k = \sum_{k=1}^n E_k. \quad (6)$$

Виділимо в діелектричному середовищі, що не містить вільних зарядів, деякий об'єм, у якому відсутні джерела електростатичного поля. Потік, що ввійшов у даний об'єм, вектора електричної індукції, створюваний стороннім джерелом електростатичного поля, повинен рівнятися потоку вектора електричного зсуву, що вийшов з його, інакше в цьому об'ємі відбувався б рух вільних електричних зарядів, що неможливо, тому що поле є електростатичним (кулоновим). Тобто:

$$\oint_S \mathbf{D} d\mathbf{S} = 0,$$

або:

$$\sum_{k=1}^n \Psi_{ek} = 0. \quad (7)$$

Дане вираження є першим законом Кірхгофа в інтегральній формі для електростатичного поля в діелектричному середовищі. Таким чином, алгебраїчна сума потоків електричної індукції в будь-якій точці електростатичного поля, не зайнятими джерелами цього поля, дорівнює нулю.

Якщо розділити ліву й праву частини рівняння першого закону Кірхгофа в інтегральній формі на одне й теж число (на об'єм, про який йшла вище мова, спрямувавши цей об'єм до нуля), то рівність залишається справедливою:

$$\lim_{V \rightarrow 0} \oint_S \mathbf{D} d\mathbf{S} / V = \text{div} \mathbf{D} = 0.$$

Таким чином, для електростатичного поля в діелектричному середовищі:

$$\text{div} \mathbf{D} = 0. \quad (8)$$

Це співвідношення є першим законом Кірхгофа в диференціальній формі для діелектричного середовища. Воно означає, що в діелектричному середовищі, у якому немає джерел електростатичного поля, немає ні джерела, ні стоку ліній вектора електричного зсуву \mathbf{D} .

По своїй природі процеси, що протікають в електростатичному полі діелектричних середовищ, і процеси стаціонарного електричного поля постійного струму провідних середовищ, різні. Проте, вони описуються одними ж законами Ома і Кірхгофа в диференціальній та інтегральній формі.

Під електричним колом розуміють сукупність пристроїв і об'єктів, що утворюють шлях для електричного струму, процеси в яких можуть бути описані за допомогою понять про електрорушійну силу, електричну напругу й електричний струм [7].

Проведений аналіз електростатичного поля в діелектричному середовищі й представлені аналітичні залежності (2), (5), (6) і (7), що описують процеси даного поля, дозволяють провести аналогію між електричним і електростатичним колом і зробити визначення поняття електростатичне коло. Електростатичне коло це сукупність пристроїв і об'єктів, що утворюють шлях для потоку вектора електричної індукції, процеси в яких можуть бути описані за допомогою понять про джерело електростатичного поля, електричну напругу й потік електричної індукції.

Всі методи розрахунку лінійного електричного кола постійного струму ґрунтуються на законах Ома й Кірхгофа в інтегральній формі, які справедливі й для електростатичного кола (вирази (2), (5), (6) і (7)).

ВИСНОВКИ

Таким чином, для розрахунку електростатичного поля може бути використане розроблене вище поняття електростатичного кола, тобто добре відомі методи розрахунку лінійних електричних кіл постійного струму. Їхнє застосування забезпечує підвищення точності розрахунку параметрів електростатичного поля і очевидно підвищить ефективність функціонування електричних апаратів, машин і пристроїв, що є джерелом інтенсивного виникнення зарядів статичної електрики.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Боргман. Основания учения об электрических и магнитных явлениях (т. I).
2. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле. – М.: Высшая школа, 1986. – 263 с.
3. Сукачев А.П. Теоретические основы электротехники. Часть I. Физические основы электротехники. – Харьков, 1959. – 460 с.
4. Маделунг Э. Математический аппарат физики. – М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1960. – 618 с.
5. Тамм И. Е. Основы теории электричества. – М.: Наука, 1976. – 616 с.
6. Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. – 773 с.
7. ГОСТ 19880-74 Электротехника. Основные понятия. Термины и определения. – М.: Изд. стандартов, 1974. – 32 с.

Надійшла 30.04.2010

Придубков Павло Якович, к.т.н., доц.
доцент кафедри "Електротехніка та електричні машини"
Національний технічний університет
"Харківський політехнічний інститут"
Україна, 61002, Харків, ул. Фрунзе 21

Хоменко Ігор Васильович, к.т.н., доц.
доцент кафедри "Передача електричної енергії"
Національний технічний університет
"Харківський політехнічний інститут"
Україна, 61002, Харків, ул. Фрунзе 21

P. Ya. Pridubkov, I. V. Khomenko

Using the concept electrostatic circles for solving problems of electrostatics

The electrical field created by static electricity developed integrated analytical relationships describing the processes of the field, formulated the concept of electrostatic circuit and set methods for its calculation.

Key words – electricity, Ohm's law, Kirchoff's law, resistance of electrostatic field, electrostatic circle.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ СТРУКТУРНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ЭКРАНА НА ЕГО ЗАЩИТНЫЕ СВОЙСТВА

Розроблено методику аналітичного розрахунку електромагнітного поля, що проникає до корпусу-екрану крізь його структурні неоднорідності. Методика враховує довільну форму структурної неоднорідності та товщину стінки екрану. Розроблена комп'ютерна програма, що реалізує методику для довільного числа структурних неоднорідностей типів "отвір" та "щілина".

Разработана методика аналитического расчета электромагнитного поля, проникающего внутрь корпуса-экрана через его структурные неоднородности. Методика учитывает произвольную форму структурной неоднородности и толщину стенки экрана. Разработана компьютерная программа, реализующая методику для произвольного числа структурных неоднородностей типов "отверстие" и "щель".

Постановка задачи. Задача электромагнитного экранирования является актуальной для многих областей науки и техники. Одной из таких областей являются телекоммуникации. Наиболее актуальной проблемой, решаемой с помощью электромагнитного экранирования в телекоммуникациях, является обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) телекоммуникационных систем (ТКС), отдельных узлов, либо же структурных блоков в составе узла ТКС.

Применение электромагнитного экранирования с одной стороны позволяет снизить влияние полевых помех, существующих в окружающей среде, на радиоэлектронное оборудование (РЭО), находящееся внутри экранируемой области, а с другой стороны снижает интенсивность полевых помех излучаемых работающим РЭО в окружающей среде. Причем, в обоих случаях, физические процессы, лежащие в основе эффекта электромагнитного экранирования, идентичны. Поэтому, как правило, рассматривают случай защиты РЭО, находящегося внутри экранируемой области от внешнего воздействия, подразумеваемая существование и обратного эффекта.

Основными факторами, оказывающими влияние на защитные свойства проводящих экранов, согласно теории экранирования, являются геометрические параметры экрана, а также электрофизические свойства материала, из которого он изготовлен; кроме того, защитные характеристики экрана зависят от амплитудно-временных параметров помехонесущих полей.

На практике, экранирующие свойства корпусов РЭО зависят не столько от толщины и материала, из которого изготовлен электромагнитный экран, сколько от наличия в нем структурных неоднородностей, их размера, формы и взаимного расположения, а также от ориентации по отношению к ним вектора помехонесущего поля [1-3]. Таким образом, при решении задач электромагнитного экранирования особое внимание должно уделяться именно учету влияния структурных неоднородностей электромагнитного экрана на его защитные свойства.

Цель работы. Разработка методики, а также прикладных средств для оценки влияния структурных неоднородностей электромагнитного экрана на его защитные свойства.

1. Влияние структурных неоднородностей экрана на его защитные свойства.

При определении термина "структурная неодно-

родность", следует выделить основные типы неоднородностей (рис. 1):

- отверстия,
- щели,
- решетки (системы отверстий),
- стыки.

Неоднородности различных типов оказывают неодинаковое влияние на экранирующие свойства корпуса, и от того, насколько точно учтены все их параметры, зависит точность оценки реальных уровней полевых помех, воздействующих на РЭО внутри экранируемой области.

Для оценки защитных свойств электромагнитных экранов сравнивают напряженности электрического и магнитного полей снаружи экрана с соответствующими физическими величинами внутри экранируемой области. Таким образом, задача оценки влияния структурных неоднородностей на защитные свойства электромагнитного экрана сводится к оценке напряженности поля, проникающего сквозь рассматриваемую неоднородность в определенной точке внутри экранируемой области.

Методы оценки напряженности поля, проникающего через структурные неоднородности проводящего экрана условно делятся на численные и аналитические. Применение численных методов при правильной постановке задачи, позволяет добиться высокой точности. Однако их использование связано с большим объемом вычислений ввиду необходимости трехмерного моделирования экрана, а также исследуемых неоднородностей в его структуре.

На практике, для решения инженерных задач, зачастую бывает достаточно оценки влияния неоднородностей в структуре экрана с погрешностью до 20 %. В таком случае, целесообразным является применение аналитических методов, которые значительно менее требовательны к вычислительным ресурсам и, в то же время, позволяют получить результат с допустимым уровнем погрешности.

Одним из методов аналитической оценки влияния структурных неоднородностей на защитные свойства экрана является их замена эквивалентными дипольными моментами. Такой подход позволяет достаточно точно рассчитать напряженность поля в дальней зоне неоднородности. В ближней же зоне, точность полученных решений снижается. Для ближней зоны существуют более точные аналитические выражения [4, 5].

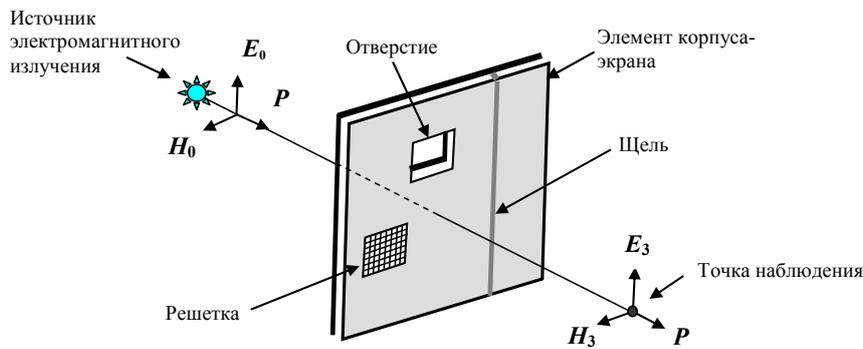


Рис. 1. Типы структурных неоднородностей экрана

Описанный двойственный подход использован в разработанной методике замены структурных неоднородностей эквивалентными эллиптическими отверстиями, которая позволяет оценить напряженность поля, проникающего через неоднородности типа "отверстие" и "щель", с достаточно высокой точностью. Далее рассмотрим основные положения разработанной методики оценки влияния структурных неоднородностей электромагнитного экрана на его защитные свойства, с учетом внесенных усовершенствований.

2. Методика замены неоднородностей эквивалентными эллиптическими отверстиями. Рассматриваемая методика применима для оценки уровня электрического (магнитного) поля внутри металлического корпуса при помещении его в квазистационарное электрическое (магнитное) поле и позволяет учитывать влияние неоднородностей типа "отверстие" и "щель".

Условия квазистационарности в таком случае накладывают ограничение на линейные размеры неоднородностей, которые должны быть значительно меньше длины волны внешнего электромагнитного поля. Поскольку электромагнитный экран оказывает различное влияние на электрическую и магнитную составляющие электромагнитного поля, то в квазистационарном приближении задачу электромагнитного экранирования можно разделить на две независимые задачи: задачу экранирования электрического поля и задачу экранирования магнитного поля.

Для применения методики должна также существовать возможность рассчитать, измерить или оценить экспертно напряженность поля в точке, совпадающей с центром неоднородности, в предположении, что экран является однородным.

Перечисленные условия достаточно легко выполняются в большинстве случаев экранирования РЭО, в том числе при экранировании узлов ТКС, поэтому данная методика, в частности, может быть использована для приближенного аналитического расчета коэффициента экранирования шасси радиоэлектронного оборудования узла ТКС.

Методика предполагает следующую последовательность действий:

1. Изначально необходимо классифицировать неоднородности по их форме, относя их либо к группе 1 ("отверстия"), либо к группе 2 ("щели"), определяя координаты центра каждой неоднородности (X_i , Y_i , Z_i). Критерием для классификации неоднородностей является отношение минимального размера неоднородности к максимальному ($P = b / a$) (рис. 2).

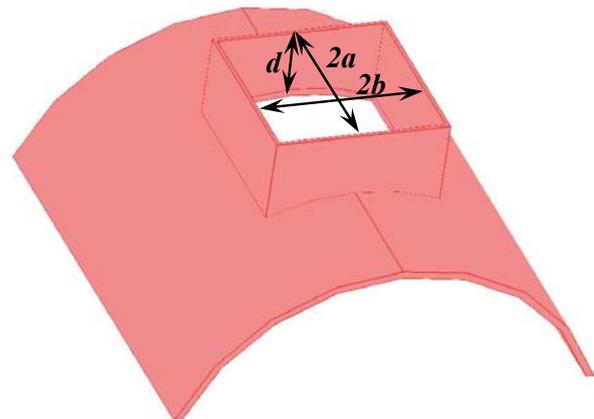


Рис. 2. Геометрические параметры отверстия с экранирующей насадкой

2. Каждую неоднородность, вне зависимости от группы, заменить эквивалентным эллиптическим отверстием. Порядок замены для отверстий (группа 1) таков:

- определить площадь реального отверстия (S);
- определить толщину экрана в районе реального отверстия, либо определить длину специальной экранирующей насадки (d) (см. рис. 2);
- полуосям эквивалентного эллиптического отверстия большей (a) и меньшей (b) соответственно присвоить значения:

$$a = \sqrt{\frac{S}{\pi P}}, \quad (1)$$

$$b = \sqrt{\frac{PS}{\pi}}. \quad (2)$$

- геометрический центр эквивалентного эллиптического отверстия совместить с центром реального отверстия.

3. Для каждой щели (группа 2) определить:

- ширину щели ($2b$);
- длину щели ($2a$);
- толщину экрана в районе щели (d), либо длину специальной экранирующей насадки (по аналогии с отверстиями произвольной формы)

После того, как рассчитаны параметры эквивалентных эллиптических отверстий, которыми будут заменены реальные неоднородности, переходят непосредственно к решению задач влияния рассматриваемых неоднородностей на защитные свойства электромагнитного экрана, при воздействии на него электрического и/или магнитного поля.

Для этого внутри экранируемой области размещают произвольное число рассматриваемых точек с координатами X_j, Y_j, Z_j . При задании координат следует учитывать, что и координаты центров реальных неоднородностей корпуса и координаты рассматриваемых точек задаются в единой трехмерной декартовой системе координат, причем точку начала координат выбирают произвольно.

3. Расчет электрического поля внутри корпуса.

Напряженность электрического поля в каждой из рассматриваемых точек внутри экранируемой области рассчитывается как суперпозиция полей, проникающих через каждую из рассматриваемых неоднородностей:

$$E_j = \sum_{i=1}^N E_r^i, \quad (3)$$

где E_j – напряженность электрического поля в j -той рассматриваемой точке внутри экранируемой области; N – количество рассматриваемых структурных неоднородностей экрана; E_r^i – модуль вектора напряженности электрического поля, проникающего через i -тую неоднородность корпуса.

$$E_r^i = \frac{E_0}{2E(k)} \left\{ E(\varphi, k) - \frac{r \cdot a}{\sqrt{(r^2 + a^2)(r^2 + b^2)}} \right\} e^{-\alpha d}, \quad (4)$$

где E_0 – значение модуля вектора напряженности электрического поля в точке, совпадающей с центром эквивалентного эллиптического отверстия (в точке с координатами X_i, Y_i, Z_i), в предположении, что экран является однородным; $E(\varphi, k), E(k)$ – неполный и полный эллиптические интегралы второго рода; φ – аргумент эллиптического интеграла; k^2 – модуль эллиптического интеграла; r – расстояние от центра i -той неоднородности до текущей рассматриваемой точки внутри экранируемой области; a – большая полуось эквивалентного эллиптического отверстия; b – малая полуось эквивалентного эллиптического отверстия; α – декремент затухания электрического поля; d – толщина экрана в районе отверстия, либо длина специальной экранирующей насадки.

$$\varphi = \arcsin \sqrt{\frac{a^2}{r^2 + a^2}}, \quad (5)$$

$$k^2 = 1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2, \quad (6)$$

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}}. \quad (7)$$

Расстояние между двумя точками в трехмерной декартовой системе координат определяется соотношением:

$$r = \sqrt{(X_i - X_j)^2 + (Y_i - Y_j)^2 + (Z_i - Z_j)^2}. \quad (8)$$

Для полного эллиптического интеграла приближенное выражение, погрешность которого не превышает 5 % во всем диапазоне изменения модуля, имеет следующий вид [6]:

$$E(k) \approx 1 + 0,5k', \quad (9)$$

где $k' = b/a$ – дополнительный модуль эллиптического интеграла.

Неполный интеграл может быть заменен приближенным выражением, погрешность которого не превышает 10 % во всем диапазоне изменения параметров [6]:

$$E(\varphi, k) \approx \frac{k^2 \cdot r \cdot a}{4(a^2 + r^2)} + \left(1 - \frac{k^2}{4}\right) \operatorname{arctg} \frac{a}{r}. \quad (10)$$

Значения напряженности электрического поля E_0 в каждой точке, совпадающей с центром реальной неоднородности, получаются из решения соответствующих задач рассеяния на однородных корпусах. Значения могут быть оценены экспертно.

Математические выкладки, лежащие в основе приведенной методики расчета напряженности электрического поля, проникающего сквозь структурные неоднородности корпуса, подробно изложены и обоснованы в [4]. Отметим, что в формуле (4) следовало бы записать не модули вектора E , а сами вектора. Однако, это существенно усложняет процесс вычислений, не приводя к значимому изменению результата для практически важных случаев. К тому же, как правило, интерес представляют оценки максимального уровня напряженности проникшего поля.

4. Расчет магнитного поля внутри корпуса. Напряженность магнитного поля в каждой из рассматриваемых точек внутри экранируемой области рассчитывается как суперпозиция полей, проникающих через каждую из рассматриваемых неоднородностей:

$$H_j = \sum_{i=1}^N H_r^i, \quad (11)$$

где H_j – напряженность магнитного поля в j -той рассматриваемой точке внутри экранируемой области; N – количество рассматриваемых структурных неоднородностей экрана; H_r^i – напряженность магнитного поля, проникающего через i -тую неоднородность корпуса.

$$H_r^i = \frac{H_{0x}}{2D(k)} \cdot D(\varphi, k) \cdot e^{-\beta d}, \quad (12)$$

где H_{0x} – вектор напряженности внешнего магнитного поля, направленный вдоль большей оси эквивалентного эллиптического отверстия.

H_{0x} равен модулю тангенциальной составляющей к поверхности объекта в точке, совпадающей с центром отверстия. Значения напряженности магнитного поля H_{0x} в каждой точке, совпадающей с центром реальной неоднородности, получаются из решения соответствующих задач рассеяния на однородных корпусах. Значения могут быть оценены экспертно.

$D(\varphi, k), D(k)$ – неполный и полный эллиптические интегралы, $D(k) = D(\pi/2, k)$,

$$D(\varphi, k) = \int_0^\varphi \frac{\sin^2 \varphi d\varphi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi}}, \quad (13)$$

где φ – аргумент эллиптического интеграла, вычисляемый по формуле (5); k^2 – модуль эллиптического интеграла, вычисляемый по формуле (6).

β – декремент затухания магнитного поля

$$\beta = \frac{1,84}{a}. \quad (14)$$

При расчете напряженности магнитного поля, проникающего через неоднородность типа "щель" (группа 2), неполный и полный эллиптические интегралы можно рассчитать по приближенным формулам:

$$D(k) = \ln\left(\frac{4a}{b}\right) - 1 + 0,75\left(\ln\left(\frac{4a}{b}\right) - \frac{4}{3}\right)\left(\frac{b}{a}\right)^2, \quad (15)$$

$$D(\varphi, k) = \ln\left|\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}\right)\right| - \sqrt{\frac{a^2}{a^2 + r^2}}. \quad (16)$$

Аналитических формул для расчета декремента затухания для щели конечной длины, пока не получено, поэтому, в данной методике ослабление магнитного поля за счет конечной толщины экрана для неоднородностей типа "щель" не учитывается ($\beta=0$).

Математические выкладки, лежащие в основе приведенной методики расчета напряженности магнитного поля, проникающего сквозь структурные неоднородности корпуса, подробно изложены и обоснованы в [5].

5. Компьютерная программа Screening Orifices Analytics. Приведенная методика замены реальных неоднородностей корпуса эквивалентными эллиптическими отверстиями, по сравнению с численными методами, значительно упрощает учет влияния структурных неоднородностей экрана на его защитные свойства, тем не менее, она все же требует проведения достаточно большого объема вычислений, которые являются однотипными для каждой из рассматриваемых неоднородностей. Ввиду этого, применение данной методики на практике до последнего момента было сопряжено с рядом сложностей, среди которых можно выделить следующие:

- большие трудозатраты по расчету влияния структурных неоднородностей на защитные свойства экрана;
- сложность вычислений значений несобственных интегралов;
- высокая вероятность возникновения ошибок, вызванных влиянием человеческого фактора.

Использование вычислительных ресурсов ПК позволяет упростить практическое применение данной методики и решить перечисленные проблемы.

Компьютерная программа Screening Orifices Analytics (SOA) (рис. 3), в основу которой положена усовершенствованная методика замены реальных структурных неоднородностей эквивалентными эллиптическими отверстиями, приведенная выше, позволяет оценить и прогнозировать влияние структурных неоднородностей на защитные свойства проводящих экранов.

Программа дает возможность:

- выполнять расчет напряженности электрического (магнитного) поля в произвольном числе точек внутри экранируемой области;
- работать с корпусами-экранами произвольной формы;
- учитывать неограниченное число неоднородностей;
- учитывать толщину экрана или длину специальной экранирующей насадки для отверстий произвольной формы, как для магнитного, так и для электрического поля, что является усовершенствованием исходной

методики.

Следует также отметить, что программа применима для различных форм внешнего поля, как для гармонических, так и для импульсных полей. Однако в последнем случае, необходимо работать с амплитудным значением напряженности поля. Причем, форма поля, проникающего через неоднородности указанных типов, будет совпадать с формой внешнего поля. Для проверки соблюдения условий квазистационарности, в этом случае необходимо выделить частоту, на которой излучается основная энергия внешнего поля.

Максимальная автоматизация пользовательских операций дает возможность снизить временные затраты, необходимые для решения поставленной задачи по оценке влияния неоднородностей экрана.

SOA может использоваться как самостоятельно, так и в составе более сложных программно-аппаратных комплексов. Единственным требованием в таком случае является корректное сопряжение интерфейсов входных и выходных данных.

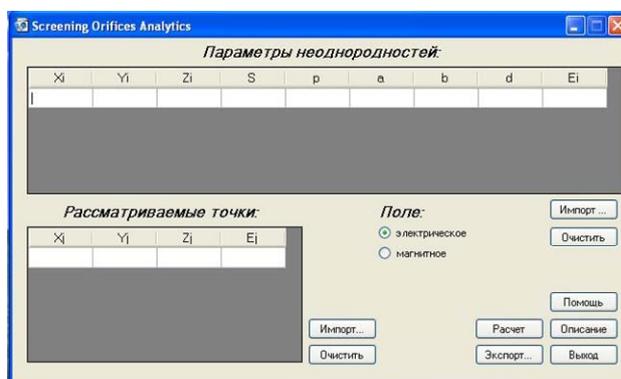


Рис. 3. Главное окно программы Screening Orifices Analytics

На сегодняшний день программа имеет русский и английский пользовательские интерфейсы, однако перечень локализаций может быть легко расширен пользователем, следуя инструкциям, изложенным в руководстве.

Контроль значений, вводимых пользователем для таких величин как площадь реального отверстия, соотношение сторон, значения длины сторон и т.д. позволяет повысить достоверность результатов расчета.

Среди ограничений SOA, связанных напрямую с ограничениями рассмотренной методики, можно выделить следующие: программа учитывает только влияние неоднородностей типов "отверстие" и "щель" и неприменима для расчета влияния других типов неоднородностей. А при расчете напряженности магнитного поля внутри экранируемой области, учитывается только проникновение поля через неоднородности. Проникновение магнитного поля через однородные стенки экрана не учитывается.

Также программа не учитывает эффекты резонанса, которые могут возникать при воздействии на корпус внешнего поля с определенной частотой.

Отдельно следует остановиться на возможностях программы по интеграции как структурного блока в существующие системы моделирования. Теоретически программа легко интегрируется в любую систему численного или аналитического моделирования, где

необходимо оценить влияние структурных неоднородностей корпуса на его экранирующие свойства. В таком случае, функционально программу можно представить как единый блок, имеющий два входящих и один исходящий потоки данных (рис. 4).

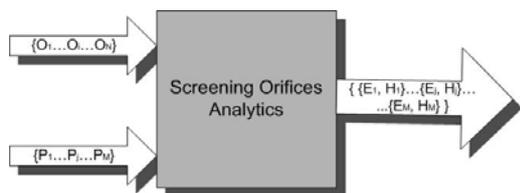


Рис. 4. Функциональная схема программы при интеграции в сложные системы

$\{O_1...O_N\}$ – множество структурных неоднородностей экрана, каждый элемент множества является множеством параметров данной неоднородности:

$$O_i = \{X_i, Y_i, Z_i, (S_i, P_i) v (a_i, b_i), d_i, E_{0i}, H_{0i}\}.$$

$\{P_1...P_M\}$ – множество рассматриваемых точек внутри экранируемой области, в которых необходимо получить значение напряженности электрического (магнитного) поля, каждый элемент множества является множеством координат точки:

$$P_j = \{X_j, Y_j, Z_j\}.$$

Выходной поток представляет собой множество структур вида $\{E_j, H_j\}$. Размер множества структур равен числу рассматриваемых точек внутри экранируемой области. При этом, E_j – напряженность электрического поля в j -той рассматриваемой точке; H_j – напряженность магнитного поля в j -той рассматриваемой точке.

6. Проверка работоспособности программы.

Размеры данной статьи не позволяют привести детальный сравнительный анализ разработанной методики, реализованной в SOA, по отношению к существующим методикам численного моделирования, например, FEM, реализованной в пакете COMSOL Multiphysics 3.5. Такой анализ будет проведен в одной из последующих статей, здесь же следует сказать, что программа Screening Orifices Analytics использована автором для создания гибридной системы численно-аналитического моделирования задач электромагнитного экранирования на базе пакета COMSOL Multiphysics 3.5. В данной системе, пакетом численного моделирования COMSOL Multiphysics 3.5 решается внешняя задача – расчет значений напряженности составляющих помехонесущего электромагнитного поля на поверхности металлического объекта (однородного экрана).

Результаты решения внешней задачи служат входными данными для программы Screening Orifices Analytics, которая затем выполняет расчет электромагнитного поля в заданных точках внутри экранируемой области с учетом группы различных неоднородностей в структуре экрана.

Погрешность полученных результатов не превышает 20 % по сравнению с результатами моделирования аналогичной задачи экранирования, полученными при решении задачи исключительно средствами COMSOL Multiphysics 3.5. В то же время, объем вычислительных ресурсов, в частности ОЗУ, необходимых для решения задачи гибридным методом на несколько порядков ниже, чем при численном решении задачи.

Выводы. Разработанная методика позволяет выполнять оценку влияния неоднородностей типа "отверстие" и "щель" в структуре электромагнитного экрана на его защитные свойства. При этом погрешность полученных решений не превышает 20 %, что является допустимым при решении инженерных задач.

Требования, предъявляемые методикой к исследуемому экрану, допускают ее применение для моделирования задач электромагнитного экранирования широкого класса РЭО, в том числе для анализа существующих, а также на этапе проектирования новых шасси узлов ТКС. Разработанная программа Screening Orifices Analytics позволяет автоматизировать основные действия по расчету влияния структурных неоднородностей на защитные свойства проводящих экранов, а за счет контроля пользовательского ввода позволяет снизить вероятность ошибки вследствие человеческого фактора, что вместе с гибкостью превращает ее в мощный инструмент, применимый в самых различных областях науки и техники.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи. Под ред. В. И. Кравченко. – М.: Радио и связь, 1987. – 256 с. ил.
2. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: Пер. с англ. / Вып. 3 / Под ред. А. Д. Князева. – М.: Сов радио, 1979. – 464 с.
3. Ивкин В.Г., Трифонов Е.Е. Методы и средства защиты от помех в электрофизических установках – Л.: Препринт Г – 0533 НИИ ЭФА, 1982. – 44 с.
4. Князев В.В. Аналитическое решение задачи проникновения электрического поля через эллиптическое отверстие в проводящей плоскости // Вестник НТУ "ХПИ". Сб. научн. трудов. Тем. вып.: "Энергетика и преобразовательная техника". – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2004. – № 35. – с. 71-82.
5. Князев В.В. Аналитическое решение задачи проникновения высокочастотного магнитного поля через эллиптическое отверстие в проводящей плоскости // Вестник НТУ "ХПИ". Сб. научн. трудов. Тем. вып.: "Техника и электрофизика высоких напряжений". – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2006. – № 37. – с. 19-29.
6. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции. Формулы, графики, таблицы: Пер. с нем. / Вып. 2 / Под ред. Н.Х. Розова. – М.: Наука, 1968. – 344 с.

Поступила 21.06.2010

Скобликов Алексей Юрьевич, аспирант
НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"
Украина, 61013, г. Харьков, ул. Шевченко, 47
тел.(057) 707-68-68, e-mail: oleksii.skoblikov@gmail.com

A.Y. Skoblikov Methods of estimation of influence of structural heterogeneity of electromagnetic screen on his protective properties

The methods of analytical calculation of the electromagnetic field, penetrating into a corps-screen through his structural to heterogeneity are worked out. Methods take into account the arbitrary form of structural heterogeneity and thickness of wall of screen. The computer program is worked out, realizing methods for the arbitrary number of structural неоднородностей types "opening" and "crack".

Key words – electromagnetic field, corps-screen through his structural, structural heterogeneity.

СИЛЫ ПРИТЯЖЕНИЯ В СИСТЕМЕ С ОДНОВИТКОВЫМ СОЛЕНОИДОМ, МАССИВНЫМ ЭКРАНОМ КОНЕЧНОЙ ТОЛЩИНЫ И ТОНКОСТЕННОЙ ЛИСТОВОЙ ЗАГОТОВКОЙ

Стаття присвячена оцінці впливу товщини допоміжного екрану на збудження сил притягання в індукційній індукторній системі з одновитковим соленоїдом і тонкостінною листовою заготовкою. Показано, що в розглянутому діапазоні співвідношень товщини допоміжного екрану і величин ефективних глибин проникнення поля амплітуди збуджених сил притягання достатньо високі і практично незмінні.

Стаття посвящена оценке влияния толщины вспомогательного экрана на возбуждение сил притяжения в индукционной индукторной системе с одновитковым соленоидом и тонкостенной листовой заготовкой. Показано, что в рассматриваемом диапазоне соотношений толщин вспомогательного экрана и величин эффективных глубин проникновения поля амплитуды возбуждаемых сил притяжения достаточно высоки и практически неизменны.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка проблемы. В последнее время возобновляется интерес к магнитно-импульсным технологиям. Особенно интенсивно развивается такое направление, как внешняя магнитно-импульсная рихтовка корпусов самолётов и автомобильных кузовов. Данная производственная операция привлекательна тем, что позволяет устранение вмятин с помощью силового воздействия извне без разборки корпуса или кузова и нарушения существующего защитного покрытия [1].

Анализ основных достижений и публикаций.

Основная проблема в применении магнитно-импульсных технологий состоит в том, что для внешнего устранения вмятин необходимы, в первую очередь, инструменты – индукторные системы, позволяющие преобразовать естественное отталкивание обрабатываемого проводника от источника поля в его притяжение. Известны разные пути решения этой проблемы. Среди них выделяется предложение, так называемых, индукционных индукторных систем, принцип действия которых основан на притяжении одинаково направленных индуцированных токов, и впервые выдвинутых авторами работы [2].

Конструктивно индукционная индукторная система состоит из вспомогательного проводящего экрана, обрабатываемого листового металла и расположенного между ними плоского индуктора – источника магнитного поля. Токи, индуцированные в экране и металле обрабатываемого объекта, согласно закону Ампера инициируют взаимное притяжение проводников. Поскольку экран зафиксирован и неподвижен, металл обрабатываемого объекта будет испытывать притяжение в направлении к индуктору [3].

Конструкции индукционных индукторных систем непрерывно совершенствуются. Весьма интересным представляется применение достаточно массивного проводящего вспомогательного экрана. Однако, его применение в качестве элемента индукционной индукторной системы вызывает ряд вопросов, поскольку нарушает её симметрию относительно индуктора. Среди них влияние толщины проводящего экрана на возбуждение индуцированных токов, и, в конечном итоге, на амплитуды сил притяжения.

В работах [4, 5] решена соответствующая электродинамическая задача. Автором были получены

аналитические выражения для основных характеристик электромагнитных процессов, проведены численные оценки индуцированных токов. Полученные зависимости позволили дать первые ответы на вопрос о влиянии толщины вспомогательного экрана на дееспособность предлагаемой конструкции индукционной индукторной системы.

Цель работы – оценка влияния толщины массивного вспомогательного экрана в индукционной индукторной системе с одновитковым соленоидом и тонкостенной листовой заготовкой на возбуждение электродинамических сил притяжения. Металлы – неферромагнитные и обладают одинаковой удельной электропроводностью – γ (рис. 1).

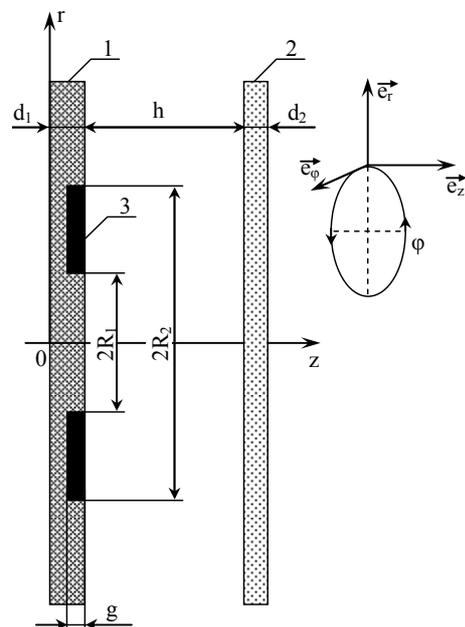


Рис. 1. Расчётная модель системы, 1 – вспомогательный экран, 2 – обрабатываемая листовая заготовка, 3 – одновитковый соленоид-индуктор \vec{e}_r , \vec{e}_ϕ , \vec{e}_z , – направляющие орты цилиндрической системы координат

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ УСИЛИЯ В СИСТЕМЕ

Электродинамические силы, возбуждаемые в рассматриваемой индукторной системе, разделим по физическим признакам причинности и объектам взаимодействия.

Первая и наиболее интересная в рамках настоящего исследования – это распределённая сила притяжения между токами во вспомогательном экране и листовой заготовке. Она определяется законом Ампера и описывается зависимостью [3]:

$$P_{attr}^{(L)}(r, \varphi) = \mu_0 \cdot J_1(r, \varphi) \cdot J_2(r, \varphi) \cdot \left(\frac{r}{h}\right), \quad (1)$$

где $J_{1,2}(r, \varphi)$ – индуцированные плотности вихревых токов, которые могут быть найдены, например, аналогично работе [4].

Следующие две силы – это силы магнитного давления со стороны поля индуктора на вспомогательный экран и листовую заготовку. Их характер действия, достаточно хорошо изучен при создании традиционных технологий в магнитно-импульсной обработке металлов [1]. Это силы отталкивания экрана и листовой заготовки от индуктора.

С физической точки зрения – это силы Лоренца. Для их определения следовало бы найти плотность тока и тангенциальную составляющую напряжённости магнитного поля в металле вспомогательного экрана и листовой заготовки. Векторное произведение этих величин будет пропорционально плотности возбуждаемых усилий. Последующее интегрирование по объёму объектов силового воздействия даст выражения для сил магнитного давления на экран и листовую заготовку со стороны поля витка индуктора.

Наконец, последняя группа сил, физической причиной появления которых могут быть как ферромагнитные свойства листовой заготовки, так и вспомогательного экрана.

Оставим вышеперечисленные силы вне нашего рассмотрения и перейдём к анализу электродинамических усилий притяжения между неферромагнитными вспомогательным экраном конечной толщины и листовой заготовкой. Последнюю будем считать достаточно тонкостенной ("прозрачной" для действующих полей [3, 4]), так, что

$$\omega \cdot \tau_2 \ll 1 \quad (\tau_2 = \mu_0 \cdot \gamma_2 \cdot d_2^2), \text{ а} \\ |\rho \mu_0 \gamma_2| \rightarrow 0 \text{ и } q_2(p, \lambda) \approx \lambda.$$

Воспользовавшись результатами, полученными в [4, 5], запишем выражения для плотностей вихревых токов.

Линейная плотность тока, возбуждаемого в металле вспомогательного экрана:

$$J_1(\varphi, r) = (8 \cdot d_1 \cdot j_m) \int_0^\infty f(x) \cdot x \cdot J_1\left(x \frac{r}{d_1}\right) \cdot \sum_{k=0}^\infty v_k \times \\ \times \frac{F_1(\beta_k, g, x) F_4(\beta_k, x)}{\beta_k^2 F_2(\beta_k, x)} \cdot F_5(\beta_k, x, \varphi) \cdot dx, \quad (2)$$

где

$$f(x) = \frac{1}{x^2} \cdot \int_{x \frac{R_1}{d_1}}^{x \frac{R_2}{d_1}} y \cdot J_1(y) dy, \quad v_k = \begin{cases} 1, & k = 0, \\ 2, & k \neq 0, \end{cases}$$

$$F_1(\beta_k, g, x) = \sin\left(\frac{\beta_k \cdot g}{2d_1}\right) \left[\sin\left(\frac{\beta_k \cdot g}{2d_1}\right) + \left(\frac{\beta_k}{x}\right) \cos\left(\frac{\beta_k \cdot g}{2d_1}\right) \right],$$

$$F_2(\beta_k, x) = \cos(\beta_k) \left[\frac{2}{x} + \left(1 - \left(\frac{\beta_k}{x}\right)^2\right) \right] - \sin(\beta_k) \times \\ \times \frac{2\beta_k}{x} \cdot \left(1 + \frac{1}{x}\right),$$

$$F_4(\beta_k, x) = \sin\left(\frac{\beta_k}{2}\right) \left[\sin\left(\frac{\beta_k}{2}\right) + \left(\frac{\beta_k}{x}\right) \cos\left(\frac{\beta_k}{2}\right) \right],$$

$j_m = \frac{J_m}{(R_2 - R_1) \cdot g}$ – амплитуда плотности тока в индукторе,

$$F_5(\beta_k, x, \varphi) = e^{-\delta_0 \cdot \varphi} \cdot \sin \varphi - \frac{\left(\frac{\beta_k^2 + x^2}{\omega \tau_1}\right)}{\left(1 + \left(\frac{\beta_k^2 + x^2}{\omega \tau_1} - \delta_0\right)^2\right)} \times \\ \times \left[e^{-\frac{\beta_k^2 + x^2}{\omega \tau_1} \cdot \varphi} + e^{-\delta_0 \cdot \varphi} \left(\left(\frac{\beta_k^2 + x^2}{\omega \tau_1} - \delta_0\right) \sin \varphi - \cos \varphi \right) \right].$$

Линейная плотность тока в металле листовой заготовки:

$$J_2(\varphi, r) = (4d_1 j_m) \left(\frac{\gamma_2}{\gamma_1}\right) \cdot \int_0^\infty f(x) \left(1 - e^{-x \frac{d_2}{d_1}}\right) e^{-x \frac{h}{d_1}} \times \quad (3)$$

$$\times J_1\left(x \frac{r}{d_1}\right) \sum_{k=0}^\infty v_k \frac{F_1(\beta_k, g, x) F_3(\beta_k, x)}{\beta_k \cdot F_2(\beta_k, x)} F_5(\beta_k, x, \varphi) dx,$$

где $F_3(\beta_k, x) = \left[\sin(\beta_k) + \left(\frac{\beta_k}{x}\right) \cos(\beta_k) \right]$.

Уравнение для определения величины β_k было получено в [4] и имеет вид:

$$\frac{1}{2} \left(\left(\frac{\beta_k}{x}\right)^2 - 1 \right) \cdot \sin(\beta_k) = \left(\frac{\beta_k}{x}\right) \cdot \cos(\beta_k). \quad (4)$$

Если подставить зависимости (2) и (3) в формулу (1), то можно легко получить аналитическое выражение для распределённой силы притяжения между токами во вспомогательном экране и листовой заготовке. Опустим этот результат, поскольку он довольно громоздок и не иллюстративен.

Перейдём к численным оценкам.

Примем, что $R_1 = 0,03$ м, $R_2 = 0,04$ м, $h = 0,0005$ м, металл экрана и листовой заготовки – сталь $\gamma \approx 0,2 \cdot 10^7$ 1/Ом·м, $d_1 = 0,004$ м и $d_2 = 0,016$ м – толщина экрана, толщина заготовки $d_2 = 0,0008$ м.

Ёмкость, рабочая частота, относительный декремент затухания, напряжение на ёмкостном накопителе, ток в разрядном контуре, ток в индукторе на выходе согласующего устройства с коэффициентом усиления ~ 5 составляют, соответственно: $C = 1000$ мкФ; $f = 2$ кГц; $\delta_0 = 0,3$; $U = 0,5$ кВ; $J_m = 3922$ А – ток в разрядном контуре; $J_{im} = 19610$ А – ток в индукторе на выходе согласующего устройства.

Результаты расчётов приведены на рис. 2 и 3, где

геометрическая толщина экрана дана в сравнении с эффективной глубиной проникновения магнитного поля в его металл $\Delta_1 = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \gamma_1}}$. В первом случае (рис. 2,а) экран в два раза тоньше, во втором (рис. 2,б) – в два раза толще эффективной глубины.

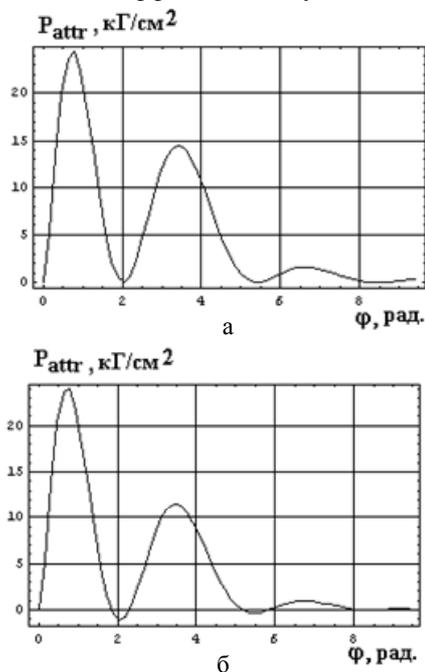


Рис. 2. Распределённые силы притяжения как функция фазы на внутренней границе витка, $r = R_1$, а – толщина вспомогательного экрана, $d_1 = 0,004 \text{ м} \approx 0,5 \cdot \Delta_1$; б – толщина вспомогательного экрана $d_1 = 0,016 \text{ м} \approx 2 \cdot \Delta_1$

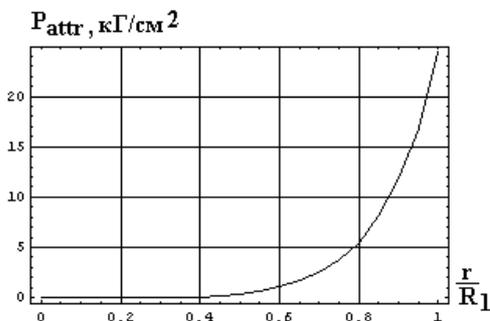


Рис. 3. Распределённые силы притяжения как функция радиуса во внутреннем окне витка

В данной системе, помимо сил притяжения, возбуждаются и силы отталкивания, однако, при работе системы на низких частотах действующих полей ими можно пренебречь [3].

ВЫВОДЫ

Проведенные вычисления показали, что:

- в рассмотренном диапазоне соотношений толщин вспомогательного экрана и величин эффективных глубин проникновения поля ($0,5 \div 2 \cdot \Delta_1$) амплитуды возбуждаемых сил притяжения достаточно высоки и практически неизменны;

- увеличение толщины экрана приводит к более быстрому затуханию сил притяжения во времени и появлению их отклонений в область отрицательных

значений (то есть, отталкиванию!);

- радиальное распределение сил притяжения показывает, что наибольшее воздействие будут испытывать участки листовой заготовки у краёв внутреннего окна индуктора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Батыгин Ю.В. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий // Винахідник та раціоналізатор. – Київ. – 2007. – № 5. – С. 8-11.
2. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т. Физические основы возможных направлений развития магнитно-импульсной обработки тонкостенных металлов // Електротехніка і електромеханіка. – Харків. – 2004. – № 2, С. 80-84.
3. Туренко А.Н. Батыгин Ю.В., Гнатов А.В. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 3. Теория и эксперимент притяжения тонкостенных металлов импульсными магнитными полями: Монография – Х: ХНАДУ, 2009. – 240 с.
4. Гнатов А.В. Электромагнитные процессы в индукционной индукторной системе с одновитковым соленоидом, массивным экраном и тонкостенной листовой заготовкой // Електротехніка і електромеханіка. – Харків. – 2009. – № 6. – С. 46-49.
5. Гнатов А.В. Расчет электромагнитных процессов в индукционной индукторной системе с массивным экраном конечной толщины // Електротехніка і електромеханіка. – Харків. – 2009. – № 5. – С. 59-62.

Поступила 20.01.2010

Гнатов Андрей Викторович, к.т.н., с.н.с.

Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет кафедра "Автомобильная электроника" 61002, Харьков, ул. Петровского, 25 тел. (057) 700-38-52, e-mail: kalifus@yandex.ru

A.V. Gnatov

Attractive forces in the system with an single-turn solenoid, massive screen of finite thickness and thin-walled sheet work-piece.

The article is devoted to the thickness influence evaluations of auxiliary screen on excitation of attractive forces in the induction inductor system with a single-turn solenoid and thin-walled sheet work-piece. It is shown, that in the considered correlations range of the auxiliary screen thicknesses and the skin-layer the excited attractive powers amplitudes are enough high and the same practically.

Key words – induction inductor system, massive screen, sheet thin-walled work-piece.

РАСЧЕТ ФУНКЦИИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОНОВ ПО ЭНЕРГИЯМ В ИМПУЛЬСНОМ КОРОННОМ РАЗРЯДЕ

За допомогою методу Монте-Карло отримано функції розподілу електронів за енергіями в умовах імпульсного коронного розряду. Визначено характеристики для азоту, повітря, димового газу. Отримано залежності констант швидкостей дисоціації від приведеної напруженості електричного поля.

С помощью метода Монте-Карло получены функции распределения электронов по энергиям в условиях импульсного коронного разряда. Определены характеристики для азота, воздуха, дымового газа. Получены зависимости констант скоростей диссоциации от приведенной напряженности электрического поля.

ВВЕДЕНИЕ

Технологии очистки газовых выбросов от вредных примесей на основе импульсного коронного разряда (ИКР) конкурентоспособны по отношению к традиционным способам очистки. ИКР можно использовать для удаления примесей NO_x , SO_2 , органических веществ, конверсии CO_2 .

В ИКР создается слабоионизированная неравновесная плазма с температурой электронов, значительно превышающей температуру газа. Энергия электрического поля эффективно передается электронам без значительного повышения температуры газа.

В последние годы возрастает количество лабораторных исследований и публикаций на тему технологического использования ИКР. Существуют примеры коммерческих ИКР-установок производительностью более $10000 \text{ м}^3/\text{ч}$.

Теоретическое исследование процессов очистки газов затруднено в связи со сложностями моделирования стримеров, большим количеством плазмохимических реакций. Необходимы данные зависимостей транспортных параметров, констант скоростей реакций в газах от напряженности электрического поля.

Целью работы является нахождение и анализ функции распределения электронов по энергиям (ФРЭЭ) в условиях ИКР для разных составов газов.

ФРЭЭ описывает кинетическое уравнение Больцмана. В связи со сложностью его решения, ФРЭЭ находят с помощью метода Монте-Карло, в котором моделируется динамика большого числа электронов.

ОПИСАНИЕ МЕТОДА

Составлена программа, в которой учитываются ускорение электронов в электрическом поле, процессы упругого рассеяния их на молекулах, возбуждения, ионизации, прилипания. Для этого используются соответствующие сечения процессов. При упругом столкновении учитывается анизотропное рассеяние.

Степень ионизации стримерной короны меньше 10^{-4} , поэтому можно пренебречь кулоновским взаимодействием между электронами [1].

ФРЭЭ устанавливается за время до 10 пс, при этом происходит до ста столкновений электрона с молекулами [2]. Результаты моделирования применимы для гидродинамического приближения электрического разряда, когда времена разрядных процессов значительно больше 10 пс.

Расчет проводится для однородного электриче-

ского поля в диапазоне $E/n = (10-1000) \text{ Тд}$, достаточного для условий стримерной короны, где максимальное E/n оценивается в $(200-500) \text{ Тд}$.

Структура векторов скорости электронов и напряженности поля: $\mathbf{v} \{v_x, v_y, v_z\}$, $\mathbf{E} \{0; 0; -E\}$. Начальное значение энергии электронов нулевое.

Вероятность столкновения электрона с молекулами компонента газовой смеси j с концентрацией n_j за время Δt :

$$P_j = n_j \cdot \sigma_{sj}(\varepsilon) \cdot v \cdot \Delta t, \quad (1)$$

где $\sigma_{sj}(\varepsilon)$ – суммарное сечение столкновений для компонента j .

Промежуток времени Δt составляет до 5 % периода столкновений электрона с молекулами газа. Тогда скорость и энергия электрона за время Δt изменятся незначительно.

Номер компонента j и процесса i определяются сравнением P_j и σ_{ij}/σ_{sj} со случайными числами $R \in [0; 1]$.

Изменение скорости электрона при движении в электрическом поле:

$$\Delta v_z = \frac{eE}{m} \cdot \Delta t. \quad (2)$$

Составляющие вектора скорости v_x, v_y изменяются только при столкновениях.

Кинетическая энергия электрона:

$$\varepsilon = m \cdot v^2 / 2. \quad (3)$$

При упругом столкновении электрон теряет незначительную часть энергии:

$$\varepsilon = \left(1 - \frac{2m}{M_k} \cdot (1 - \cos \theta) \right) \cdot \varepsilon_0, \quad (4)$$

где ε_0 – энергия электрона до столкновения; θ – угол рассеяния; m, M_k – массы электрона и молекулы компонента j [3].

При столкновении производится поворот вектора скорости на угол θ , при этом рассеяние считается азимутально-равновероятным.

При неупругом столкновении:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 - \Delta \varepsilon_i, \quad (5)$$

где $\Delta \varepsilon_i$ – энергия возбуждения молекулы для процесса i .

При ионизации энергия равновероятно распределяется между тестовым электроном и электроном, появившимся в результате ионизации:

$$\varepsilon = (\varepsilon_0 - \Delta \varepsilon_i) \cdot R, \quad R \in [0; 1]. \quad (6)$$

Для определения ФРЭЭ значения энергии элек-

трона фиксировались, начиная с момента времени, когда распределение можно считать установившимся. Всего учитывалось 10^8 значений энергии.

Расчеты проведены для давления газа 1 атм и температуры 20 °С. При этих условиях приведенной напряженности поля $E/n = 100$ Тд соответствует $E = 25$ кВ/см.

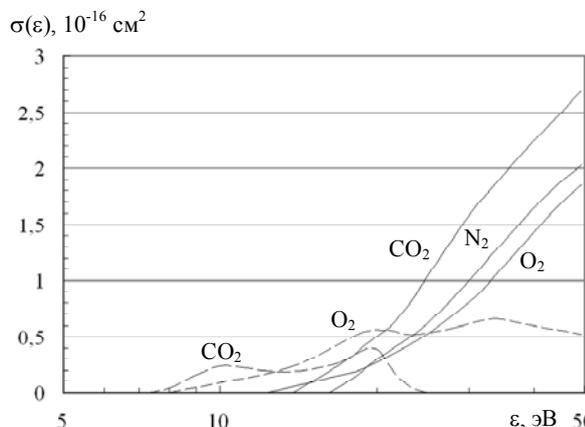


Рис. 1. Сечения ионизации (сплошная линия) и диссоциации (пунктирная линия)

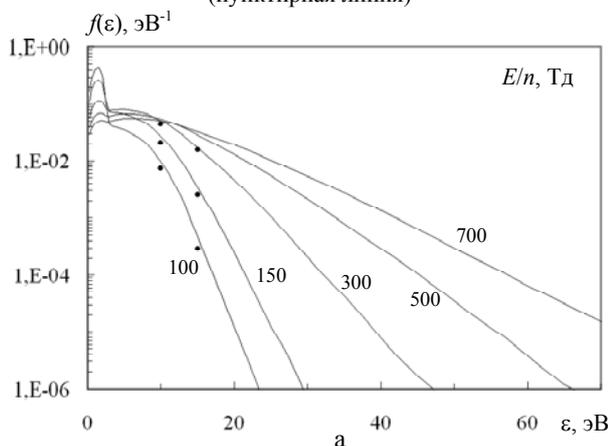


Рис. 3. ФРЭЭ (а) и характеристики (б) для азота

Рассеяние электрона из теории кулоновского экранирования:

$$\cos \theta = 1 - \frac{2R}{1 + 8(1-R)\epsilon/27,21}. \quad (8)$$

Модель рассеяния, учитывающая свойства молекул каждого вещества [2]:

$$\cos \theta = 1 - \frac{2R \cdot (1 - \xi)}{1 + \xi \cdot (1 - 2R)}. \quad (9)$$

Параметр ξ зависит от ϵ и определяется из соотношения транспортного и упругого сечений:

$$\frac{\sigma_{\text{од}}}{\sigma_{\text{дод}}} = \frac{1 - \xi}{2\xi^2} \cdot \left((1 + \xi) \cdot \ln \frac{1 + \xi}{1 - \xi} - 2\xi \right). \quad (10)$$

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА

Основные сечения неупругих столкновений взяты из [5]. Сечения упругих столкновений, ионизации и др. взяты из [6-8]. Сечения ионизации и диссоциации показаны на рис. 1.

На рис. 2 приведены зависимости $\xi(\epsilon)$ для моле-

Угол рассеяния определяют следующими способами.

Изотропное рассеяние, не учитывающее зависимость от энергии электрона:

$$\cos \theta = 2R - 1, \quad (7)$$

где R – случайное число из интервала [0; 1].

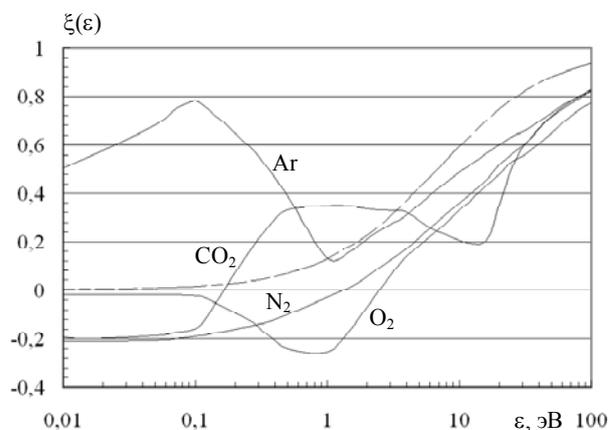
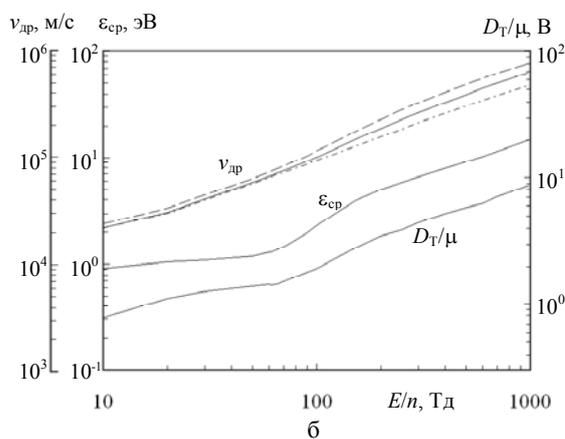


Рис. 2. Зависимости параметра ξ от энергии электрона



кул разных веществ, определенные по (10). Пунктирной линией показана $\xi(\epsilon)$, соответствующая модели рассеяния (8).

ФРЭЭ $f(\epsilon)$ для азота для некоторых значений параметра E/n приведены на рис. 3. Точками обозначены данные [9].

Использование (8) приводит к уменьшению угла рассеяния и повышению энергии электронов по сравнению с (9), высокоэнергетичная часть ФРЭЭ повышается, а для модели (7) – уменьшается на (15-20)%. Дрейфовые скорости электронов (рис. 3,б) для (7) (пунктирная линия) и (8) (штрихпунктирная линия) отличаются в 1,2-1,3 раза. Другие характеристики (ϵ_{cp} , D_T/μ) отличаются менее 5%.

В расчетах сухой воздух моделировался составом: $N_2/Ar/O_2 = 0,781/0,009/0,21$; дымовой газ: $N_2/Ar/O_2/CO_2 = 0,781/0,009/0,07/0,14$.

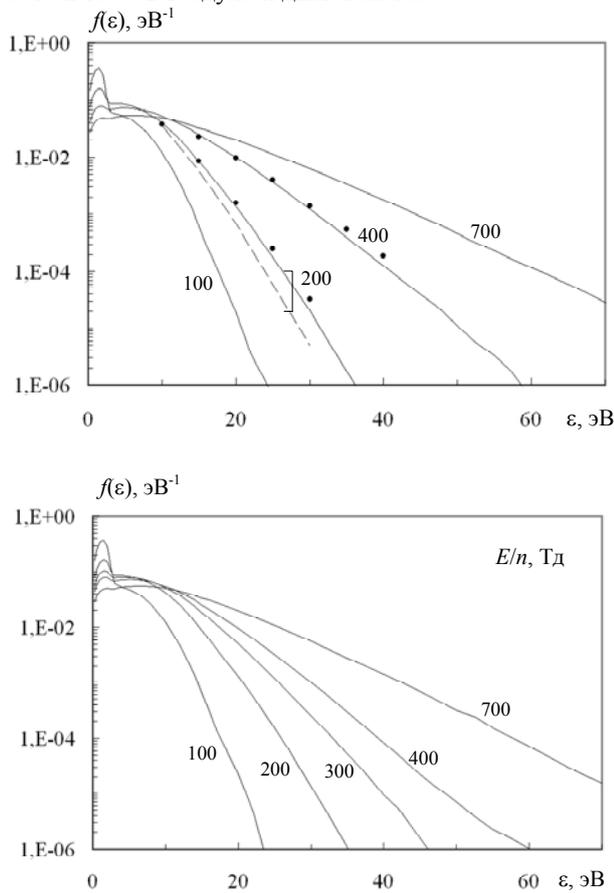
ФРЭЭ для этих газов приведены на рис. 4. Точками обозначены данные моделирования [8]. Пунктирной линией показано решение кинетического уравнения Больцмана в двучленном приближении.

Это приближение значительно занижает $f(\varepsilon)$ при больших энергиях [10].

В диапазоне энергий (15-20) эВ ФРЭЭ в азоте при 200 Тд на (10-30) % меньше, чем в воздухе. С повышением E/n эта разница уменьшается.

В наиболее населенной части ФРЭЭ (1-4) эВ суммарное сечение столкновений молекулы N_2 в 2-3 раза больше, чем O_2 и CO_2 , поэтому свободный пробег и энергия электронов в азоте меньше.

Из ФРЭЭ можно определить, что при 200 Тд энергией больше 10 эВ обладает 12 % электронов в азоте и 13 % в воздухе и дымовом газе.



Суммарные сечения O_2 и CO_2 отличаются на (10-30) %, поэтому замена части O_2 на CO_2 в газовой смеси не приводит к значительному изменению ФРЭЭ, учитывая, что основную часть смеси составляет N_2 .

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ГАЗОВ

Дрейфовая скорость электронов $v_{др}$ определена усреднением составляющей v_z вектора скорости.

Подвижность электронов:

$$\mu = v_{др} / E. \quad (11)$$

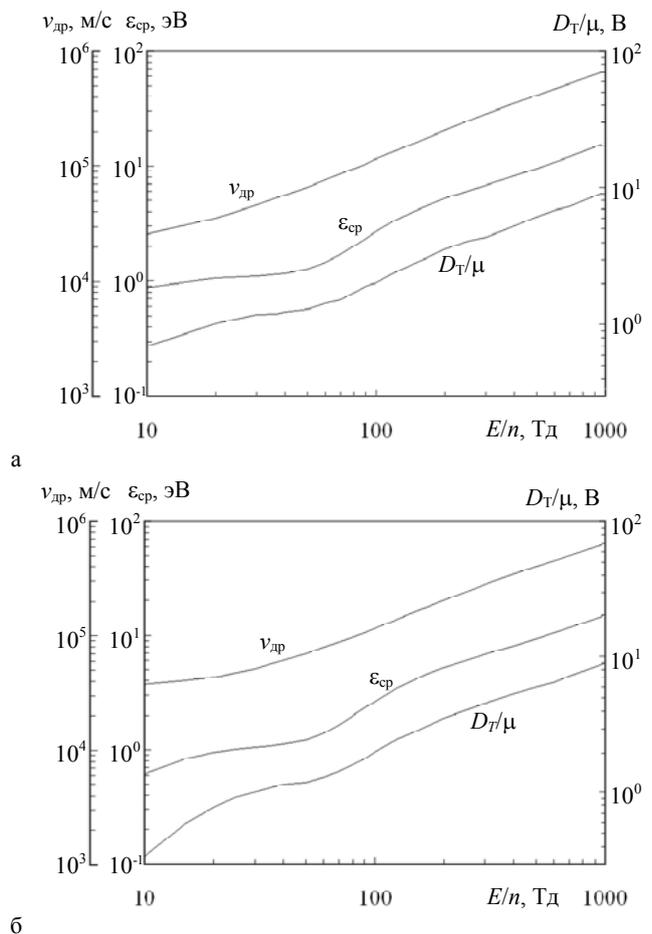


Рис. 4. ФРЭЭ и характеристики газовых смесей:
а) $N_2/Ar/O_2$; б) $N_2/Ar/O_2/CO_2$

Константы скоростей реакций [9]:

$$k_i = \int_0^{\infty} \sigma_i(\varepsilon) \cdot v \cdot f(\varepsilon) d\varepsilon. \quad (12)$$

Ионизационный коэффициент Таунсенда для смеси газов:

$$\frac{\alpha}{n} = \frac{\sum N_j \cdot k_j}{v_{др}}, \quad (13)$$

где N_j , k_j – объемная доля и константа скорости ионизации компонента j газовой смеси.

Коэффициент поперечной диффузии электронов:

$$D_T = \frac{\Delta(\langle x^2 + y^2 \rangle)}{4\Delta t}, \quad (14)$$

где $\langle x^2 + y^2 \rangle$ – средний квадрат смещения электронов

в плоскости xOy в момент времени t [3].

Зависимости скорости дрейфа, средней энергии, коэффициента диффузии электронов от параметра E/n приведены на рис. 3, б и рис. 4.

Расчеты показывают, что средняя энергия электронов в азоте на (5-15) % меньше, чем в воздухе при $E/n = (100-300)$ Тд. Средняя энергия 10 эВ достигается при 600 Тд.

При изменении E/n от 100 Тд до 1000 Тд период столкновений электронов с молекулами в воздухе уменьшается с 0,35 пс до 0,15 пс.

На рис. 5 приведены зависимости ионизационного коэффициента Таунсенда от параметра E/n . В диапазоне $E/n = (100-300)$ Тд α/n для азота в 1,3-3 раза меньше, чем для воздуха, т.к. порог ионизации молекулы N_2 выше, чем O_2 (рис. 1).

При этом в воздухе и дымовом газе значения α/n отличаются на (3-5) %.

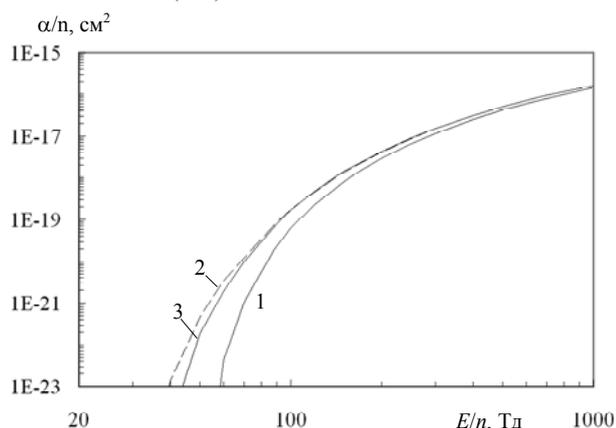


Рис. 5. Коэффициенты ионизации для газов:
1 – N₂; 2 – N₂/Ar/O₂; 3 – N₂/Ar/O₂/CO₂

С помощью ФРЭЭ и соответствующих сечений процессов можно определить константы скоростей диссоциации различных веществ, необходимые для анализа процессов обработки газов.

На рис. 6 приведены константы скоростей реакций с молекулами O₂ и CO₂ в дымовом газе: суммарной диссоциации (сплошная линия) и диссоциации с прилипанием электрона (пунктирная линия).

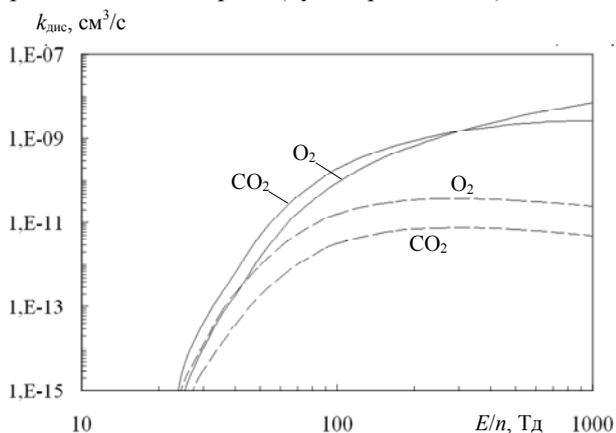


Рис. 6. Константы скоростей диссоциации для смеси N₂/Ar/O₂/CO₂

В результате диссоциации этих молекул образуются радикалы, которые участвуют в дальнейших химических превращениях.

Как и ионизация, диссоциация происходит в коронном разряде в области с повышенной напряженностью электрического поля при столкновении высокоэнергетичных электронов с молекулами газа.

При $E/n = (200-500)$ Тд константы скоростей суммарной диссоциации для O₂ и CO₂ имеют соизмеримые значения, которые на несколько порядков больше, чем для диссоциации с прилипанием электрона и на порядок больше константы скорости ионизации.

ВЫВОДЫ

С помощью метода моделирования Монте-Карло рассчитаны ФРЭЭ и характеристики газов, которые подвергаются обработке импульсным коронным разрядом. Результаты получены при $E/n = (10-1000)$ Тд для основных компонентов воздуха и дымовых газов.

Получены константы скоростей диссоциации в дымовом газе при различных значениях напряженности электрического поля.

Расчеты показывают, что ФРЭЭ и характеристики воздуха и дымового газа не отличаются значительно в диапазоне $E/n = (200-500)$ Тд.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. M.A. Tas, E.M. van Veldhuizen, "Plasma excitation processes in flue gas simulated with Monte Carlo electron dynamics", J. Phys. D: Appl. Phys. vol. 30, 1997, pp. 1636-1645.
2. Y.L.M. Creighton, W.R. Rutgers, E.M. van Veldhuizen, "In-situ Investigation of Pulsed Corona Discharge", Eindhoven University of Technology, EUT Report 93-E-279, 1993, 89 p.
3. B.T. Wu, D.M. Xino, "Electron swarm coefficients in SF₆ and CF₄ gas mixtures from Monte Carlo method", Eur. Phys. J. Appl. Phys., vol. 35, 2006, pp. 57-60.
4. A. Okhrimovskyy, A. Bogaerts, "Electron anisotropic scattering in gases: A formula for Monte Carlo simulations", Physical Review E, vol. 65, 037402, 2002, pp. 1-4.
5. A.V. Phelps, ftp://jila.colorado.edu/collision_data/electron.txt.
6. Y. Itikawa, "Cross Sections for Collisions of Electrons and Protons with Nitrogen Molecules", J. Phys. Chem. Ref. Data, vol. 15, № 3, 1986, pp. 985-1010.
7. Y. Itikawa, "Cross Sections for Collisions of Electrons and Protons with Oxygen Molecules", J. Phys. Chem. Ref. Data, vol. 18, № 1, 1989, pp. 23-42.
8. Y. Itikawa, "Cross Sections for Electron Collisions with Carbon Dioxide", J. Phys. Chem. Ref. Data, vol. 31, № 3, 2002, pp. 749-767.
9. Райзер Ю.П. Физика газового разряда. – М.: Наука, 1992. – 536 с.
10. F.J. Gordillo-Vazquez, "Electron energy distribution functions and transport coefficients relevant for air plasmas in the troposphere", vol. 18, № 3, 2009, pp. 034021.

Поступила 01.06.2010

Коняга Станислав Федорович, м.н.с.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47
тел. (057) 707-61-83, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

S.F. Konjaga

Calculation of electron energy distribution function in impulse corona discharge.

Electron energy distribution functions are calculated with Monte-Carlo method in conditions of impulse corona discharge. Swarm parameters in nitrogen, air, flue gas are determined. Dissociation rate constants are calculated as functions of the reduced electric field strength.

Key words – energy distribution, swarm parameter, Monte-Carlo method, corona discharge.

ПРИНЦИП ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ВЫСОКОЙ МОЩНОСТИ

Наведені аналітичні оцінки втрат потужності на основних струмопровідних елементах перетворювачів електричної енергії. Результати досліджень представлені у вигляді графічних залежностей від струму, частоти і тривалості імпульсів.

Приведены аналитические оценки потерь мощности на основных токоведущих элементах преобразователей электрической энергии. Результаты исследований представлены в виде графических зависимостей от тока, частоты и длительности импульсов.

В процессе работы преобразователей источников питания и преобразователей электрической энергии значительные потери мощности происходят на токоведущих элементах: ключевых и выпрямительных полупроводниковых элементах, трансформаторах и дросселях, а также в цепях снабберов и демпферов.

Потери в транзисторах возникают вследствие ненулевого сопротивления открытого канала полевых транзисторов [1], либо вследствие ненулевого падения напряжения на канале коллектор-эмиттер БТИЗ транзисторов [2].

Потери в транзисторе складываются из двух составляющих: потерь при переключении и потерь, вызванных конечным сопротивлением открытого канала.

Потери при переключении могут быть определены [9]:

$$P_{SW} = C_{OSS} \cdot V_{BUS} \cdot f + I_D \cdot V_{DIS} \cdot f \cdot t_F, \quad (1)$$

где I_D – коммутлируемый ток, C_{OSS} – выходная ёмкость транзистора, V_{BUS} – коммутлируемое напряжение, f – частота переключения, V_{DIS} – падение напряжения на обратном диоде, t_F – полное время выключения транзистора.

Потери, вызываемые падением напряжения на открытом канале полевого транзистора, могут быть определены следующим образом:

$$P_{OC} = I_D^2 \cdot R_{ON} \cdot \gamma, \quad (2)$$

где R_{ON} – сопротивление открытого канала транзистора, γ – коэффициент заполнения импульса.

Потери, вызываемые падением напряжения на открытом канале коллектор-эмиттер БТИЗ транзистора, могут быть определены следующим образом:

$$P_{OC} = I_C \cdot U_{CE(ON)} \cdot \gamma, \quad (3)$$

где I_C – коммутлируемый ток, $U_{CE(ON)}$ – падение напряжения на открытом канале коллектор-эмиттер.

Мощность потерь в снаббере определяются энергией, запасённой в защитной индуктивности (если она присутствует в схеме), а также в конденсаторе, соответственно в открытом и закрытом состоянии определяется следующим образом [13]:

$$P_{SN} = \frac{L_0 \cdot I_L^2 + C_0 \cdot E^2}{2} \cdot f, \quad (4)$$

где E – напряжение стока (коллектора), L_0 – индуктивность защитного дросселя, I_L – коммутлируемый ток, C_0 – ёмкость защитного конденсатора.

Для расчёта потерь на вихревые токи обмоток

трансформатора необходимо определить значения постоянной и переменной составляющих тока:

$$I_{DC} = I \cdot \frac{\gamma}{2}, \quad I_{AC} = I \cdot \sqrt{\frac{\gamma}{3} - \frac{\gamma^2}{4}}. \quad (5)$$

Сопротивление постоянной и переменной составляющих вторичной обмотки может быть определено графически на основании семейства кривых Дауэлла (рис. 1) приведенных в рекомендациях для расчётов [3].

Данный график позволяет определять отношение сопротивления обмотки переменному току к сопротивлению обмотки постоянному току при разном количестве слоёв обмотки. На нём параметр T – толщина слоя обмотки трансформатора, а D_S – глубина скин-слоя.

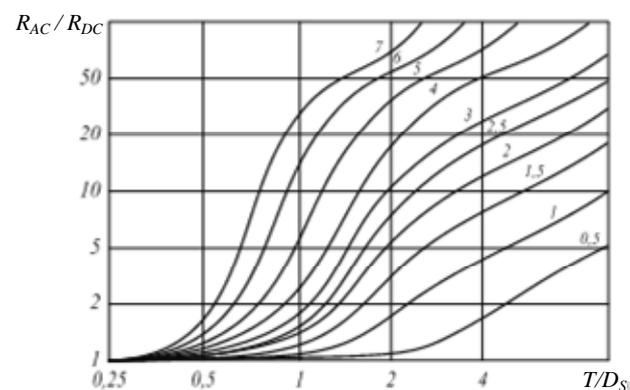


Рис. 1. Отношение сопротивления обмотки переменному току к сопротивлению обмотки постоянному току

Если глубина скин-слоя превышает половину диаметра проводника, то это приводит к появлению так называемого "холостого слоя" – внутреннему слою в сечении проводника, плотность тока в котором значительно меньше, чем на поверхности.

При достаточно большом диаметре проводника эффективность использования сечения проводника снижается. Глубина скин-слоя определяется, исходя из частоты [4]:

$$D_S = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \sigma}}, \quad (6)$$

где μ_0 – магнитная проницаемость вакуума, σ – удельная проводимость меди.

Если обмотка трансформатора наматывается

медным проводником, то данную формулу можно упростить:

$$D_S = 75/\sqrt{f}. \quad (7)$$

Следует отметить, что в настоящее время для намотки импульсных трансформаторов используют специальные литцендраты следующих типов:

- ЛЭП – провод круглого сечения с жилой, скрученной из медных проволок, изолированных лаком на полиуретановой основе. Температурный индекс 120 °С;
- ЛЭПКО – провод круглого сечения с жилой, скрученной из медных проволок, изолированных лаком на полиуретановой основе, с однослойной обмоткой из капроновых нитей. Температурный индекс 120 °С;
- ЛЭПШД – провод круглого сечения с жилой, скрученной из медных проволок, изолированных лаком на полиуретановой основе, с двухслойной обмоткой из натурального шелка. Температурный индекс 120 °С;
- ЛЭШО – провод круглого сечения с жилой, скрученной из медных проволок, изолированных лаком на полиуретановой основе, с однослойной обмоткой из натурального шелка. Температурный индекс 105 °С.

Как правило, в данных литцендратах диаметр одной жилы составляет 60-100 мкм, что соответствует частотам примерно 4,8-1,8 мГц; таким образом, при выборе проводов достаточно определить количество жил, подобрав требуемое общее сечение по таблицам, приводимым для литцендрата соответствующего типа.

Если обмотка многослойная, то для каждого слоя длина витка определяется индивидуально. При сложной намотке трансформатора для более точного определения длины провода, выполняется эскиз сечения с определением размеров.

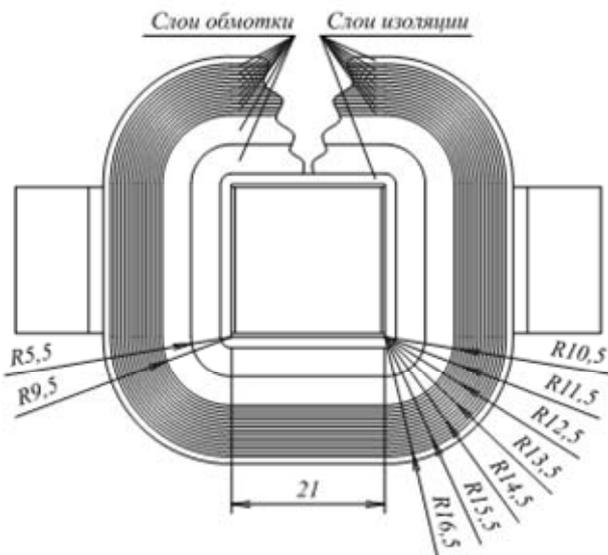


Рис. 2. Поперечное сечение трансформатора

При известных значениях сопротивления обмотки переменному току заданной частоты (в данном случае – частоты преобразования) и сопротивления постоянному току R_{AC} и R_{DC} , токов переменной и постоянной составляющей можно определить суммарную рассеиваемую мощность:

$$P_{\Sigma} = P_{DC} + P_{AC} = I_{DC}^2 \cdot R_{DC} + I_{AC}^2 \cdot R_{AC}, \quad (8)$$

где I – действующее значение тока в обмотке транс-

форматора.

Потери в материале сердечника трансформатора определяются, исходя из известной частоты преобразования, а также величины размаха индукции магнитного поля за одно переключение. Производители EPCOS предлагают рассчитывать потери в сердечнике, исходя из специальных эмпирических графиков, приведенных индивидуально для каждого материала [5]. Эти графики позволяют оценить коэффициент потерь в материале сердечника при известных значениях размаха индукции и частоты (рис. 3). Соответственно, потери мощности определяются [6]:

$$P_C = P_V \cdot V_E, \quad (9)$$

где P_V – коэффициент потерь, V_E – объем сердечника.

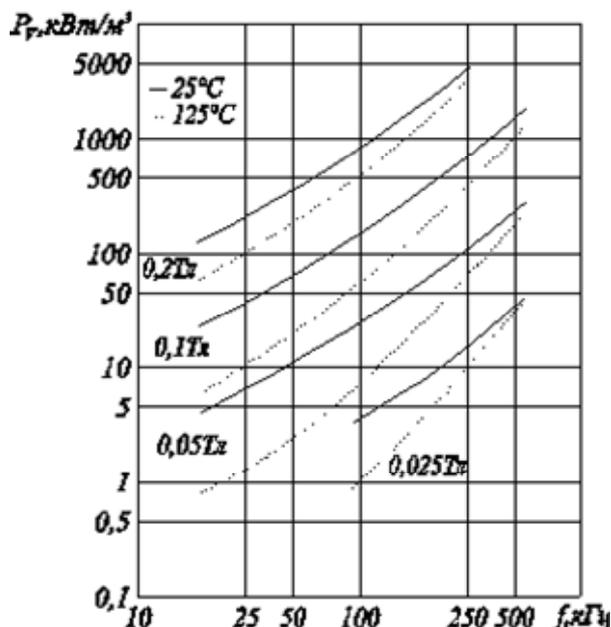


Рис. 3. Зависимость коэффициента потерь от частоты при различных значениях размаха индукции магнитного поля для материала № 87

Потери в низковольтной части преобразователя определяются потерями в выпрямителе и в фильтрующих элементах. Их размерность, как правило, больше размерности потерь в высоковольтной части преобразователя, так, как в низковольтной части текут значительные токи. Для оценки мощности, выделяемой на конкретном выпрямителе, производители рекомендуют использовать специальные графики.

Типовой график зависимости потерь на выпрямительном диоде в зависимости от прямого тока и коэффициента заполнения импульсов приведен на рис. 4 на примере ультрабыстрого диодного модуля UFB200FA20 [9].

При работе однотактного преобразователя, где в качестве выпрямителя используются два диода – прямой и замыкающий, потери на замыкающем диоде составляют 71 % от потерь на прямом диоде [14].

Потери в дросселе определяются аналогично потерям в обмотках трансформатора. Для определения размаха индукции в материале сердечника, на котором изготовлен дроссель, может быть использована следующая формула [15]:

$$\Delta B = \frac{V_{O(\text{МАКС})} \cdot 10^4}{4 \cdot f \cdot S_C \cdot K_C \cdot N}, \quad (10)$$

где $V_{O(\text{МАКС})}$ – максимальное выходное напряжение, S_C – площадь сечения сердечника, K_C – коэффициент заполнения сердечника (0,6-0,9), N – количество витков.

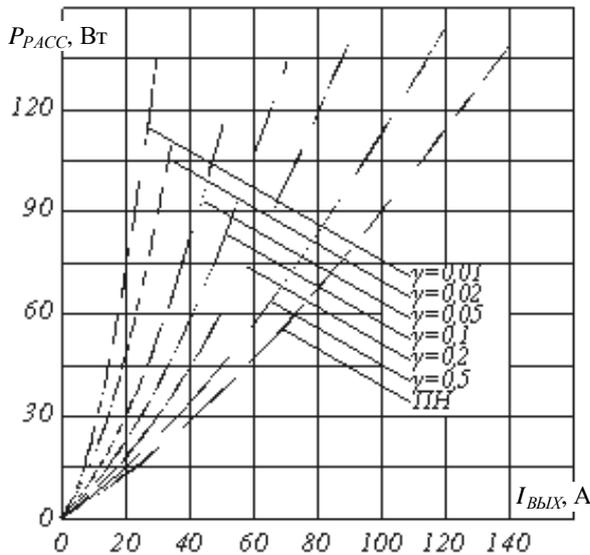


Рис. 4. Кривые зависимости рассеиваемой мощности от величины тока при разных длительностях импульсов и постоянного напряжения для диода UFB200FA20

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. A More Realistic Characterization of Power MOSFET Output Capacitance Coss. International Rectifier. – 2004.
2. Carl Blake and Chris Bull. IGBT or MOSFET: Choose Wisely. International Rectifier. – 2004. – 5 p.
3. Lloyd H., Dixon Jr. Eddy current losses in transformer. Winding and circuit wiring. Texas Instruments. – 2003. – 13 p.
4. Зоммерфельд А. Электродинамика / Пер. с нем. С.А. Элькинда. – М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1958. – 505 с.
5. Ferrites and accessories. Materials. EPCOS AG. – 2006. – 77 p.

6. Б.Ю. Семёнов. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.
7. Switchmode power supplies. Reference manual and design guide. ON semiconductor. – 2000. – 65 p.
8. Supply Efficiency. Power Intergations. – 2001. – 20 p.
9. Class D Audio Amplifier Basics. International Rectifier. – 2006. – 14 p.
10. Кузнецов А. Трансформаторы и дроссели для импульсных источников питания / Схемотехника. – 2000. – № 3. – С. 2-4.
11. Ф. Чаки, И. Герман, И. Ипшич и др. Силовая электроника: примеры и расчеты. Пер. с англ. – М.: Энергоатом-издат, 1982. – 384 с.
12. UFB200FA20 Insulated Ultrafast Rectifier Module. International Rectifier. – 2006. – 6 p.
13. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Додэка, 2005. – 384 с.
14. Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование. Пер. с англ. – К.: МК-Пресс, 2007. – 288 с.
15. В.Я.Володин. Современные сварочные аппараты своими руками. – СПб.: Наука и техника, 2008. – 304 с.

Поступила 19.04.2010

Сергеев Павел Юрьевич

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
кафедра "Микроэлектроника, электронные приборы
и устройства"

61166, Харьков, пр. Ленина, 14, к. 212

тел.:7021362 (раб.), 7011949 (дом.)

e-mail: sergeyev792@yandex.ru

P.J. Sergeev

Principle of estimation of efficiency transformers of electric energy of high power.

Analytical estimations over losses of power are brought on the basic conducting current elements transformers of electric energy. The results of researches are presented as graphic dependences on a current, frequency and duration of impulses.

Key words – conducting current elements, transformers, electric energy.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ УСТАНОВОК ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ

Розглядаються методи розрахунку електричних полів установок високої напруги. Детально описані широко вживані на практиці такі чисельні методи розрахунку полів як метод кінцевих різниць (МКР), метод кінцевих елементів (МКЕ), метод граничних елементів (МГЕ), метод інтегральних рівнянь (МІР), метод еквівалентних зарядів (МЕЗ), гібридний метод.

Рассматриваются методы расчета электрических полей установок высоких напряжений. Подробно описаны широко применяемые на практике такие численные методы расчета полей как метод конечных разностей (МКР), метод конечных элементов (МКЭ), метод граничных элементов (МГЭ), метод интегральных уравнений (МИУ), метод эквивалентных зарядов (МЭЗ), гибридный метод.

ВВЕДЕНИЕ

Протекание физических процессов, определяющих возникновение и распространение электрического разряда в газах, жидких и твердых диэлектриках, определяется значениями и характером распределения напряженности электрического поля в пространстве, где развивается разряд. Поэтому параметры поля определяют форму и свойства разряда, а значит, и электрическую прочность разрядного промежутка. Изменяя форму электродов, добавляя дополнительные экранирующие электроды и изоляционные вставки, можно добиться изменения разрядных характеристик межэлектродного промежутка. Инженерную деятельность такого рода называют регулированием электрических полей или управлением полями.

Её целью в изоляционных конструкциях установок высокого напряжения является снижение максимальной напряженности поля в разрядных промежутках газовой, жидкой или твердой изоляции и выравнивание поля, что позволяет повысить пробивное напряжение. В электротехнологических установках (к которым относятся электрофильтры, генераторы озона и т.д.) регулирование электрических полей обеспечивает, с одной стороны, снижение напряжения возникновения разряда и повышение пробивного напряжения и, с другой стороны, равномерное заполнение межэлектродного промежутка самим разрядом или его продуктами. Благодаря этому расширяется диапазон рабочих напряжений и равномерное воздействие на обрабатываемый материал (загрязнённый газ в электрофильтре, воздух в озонаторе и т.д.).

Регулирование электрических полей актуально и в области электромагнитной совместимости и безопасности, где изучается и ограничивается воздействие полей на различную аппаратуру и живые организмы. В данном случае это воздействие связано не с электрическим разрядом, а с эффектами электростатической и электромагнитной индукции. Однако интенсивность их проявления также зависит от абсолютных значений напряженности поля и его распределения в пространстве.

Список задач, для решения которых необходим расчёт электрических полей, можно продол-

жить, но и этого достаточно, чтобы оценить важность полевых расчетов для электроэнергетики.

Также важно отметить, что в области расчета электрических полей на сегодня сложилась противоречивая ситуация. Это обусловлено тем, что имеется большое число отечественных и зарубежных изданий, посвященных аналитическим и численным методам расчета. Однако ощущается острая нехватка литературы, способной служить практическим руководством по решению конкретных задач.

Цель данной статьи – не только проанализировать методы расчета электрических полей установок высоких напряжений, но и дать рекомендации по выбору наиболее рациональных и эффективных численных методов для решения конкретных задач в области электроэнергетики.

МЕТОДЫ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ УСТАНОВОК ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ

Электрические поля установок высокого напряжения – поля промышленной частоты (50 Гц). Длина волны электромагнитного поля такой частоты составляет $\lambda = c/f = 6 \cdot 10^6$ м, т.е. она существенно больше характерных размеров объектов электроэнергетики, которые не превышают 30-150 м. Это позволяет рассматривать поля промышленной частоты как квазистатические и описывать их, подобно электростатическим, уравнением Пуассона

$$\operatorname{div}(\epsilon \epsilon_0 \cdot \operatorname{grad}(\phi)) = -\rho, \quad (1)$$

или Лапласа

$$\operatorname{div}(\operatorname{grad}(\phi)) = 0, \quad (2)$$

где ϵ – относительная проницаемость среды, ϵ_0 – электрическая постоянная, равная $8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м, ρ – объемная плотность заряда.

Исследование электростатического поля в общем случае сводится к решению неоднородных и однородных дифференциальных уравнений относительно потенциала ϕ при определенных граничных условиях. В качестве граничных условий выступают заданные распределения потенциала ϕ по границе области (условие первого рода) или его производной по нормали к границе (второго рода).

Решение любой задачи по расчету электрических полей может быть произведено аналитически или при использовании численных методов. Эффективное применение аналитических методов расчета (метод зеркальных изображений, метод конформных преобразова-

ний, решение краевых задач с использованием функции Грина, метод разделения переменных и т.д.) возможно в тех случаях, когда форма проводников, несущих первичные токи, может быть достаточно простым образом представлена в какой-либо системе координат (декартовой, цилиндрической, сферической и т.п.). Применительно к установкам высоких напряжений, аналитический подход целесообразен при расчете поля линий электропередач (ЛЭП).

Для случаев локальных технических средств (трансформаторы и другое силовое оборудование) распределение первичных зарядов и токов которых весьма сложно, целесообразно применение универсальных численных методов. Численные методы нацелены на непосредственное решение фундаментальных уравнений поля с граничными условиями, обусловленными самой задачей и ее геометрией. Численная процедура всех этих методов сводится к составлению и решению системы линейных алгебраических уравнений. Различные методы различаются между собой способом составления такой системы, видом и размерностью матрицы коэффициентов этой системы, а также способом учета граничных условий. Вопрос о целесообразности применения того или иного численного метода в конкретной ситуации достаточно сложен. Выбор определяется, с одной стороны, соответствием характеристик метода поставленной задаче и, с другой стороны, навыками реализующего его этот метод.

Расчет и анализ электрических полей в инженерной практике можно условно разделить на три этапа.

Первым этапом является выбор численного метода и составление расчетной модели изучаемого объекта, описывающей его основные физические и технические характеристики и учитывающей особенности применяемого метода расчета. При этом определяют, какие элементы конструкции учитываются в расчетной модели, а какими для упрощения расчета пренебрегают, поскольку они оказывают малое влияние на поле в интересующей области (например, ввиду удаленности от последней или малости влияния на решение задачи). Также определяют приемлемость тех или иных принимаемых допущений, к которым, например, относится предположение об идеальной проводимости грунта или каких-либо других объектов, обладающих высокой относительной диэлектрической проницаемостью. К этому этапу относится также определение части расчетной области, подлежащей детальному изучению, и исследуемых в ней характеристик поля.

Второй этап – это собственно расчет определенных ранее параметров поля в заданной расчетной области при помощи выбранного метода.

На третьем этапе производится обработка и анализ полученных результатов расчета. Для этого строятся распределения параметров поля в расчетной области, силовые линии и эквипотенциалы, распределения поля вдоль них. Затем выполняется анализ полученных данных, предусматривающий сопоставление полученных значений напряженности и потенциала с допустимыми значениями.

В настоящее время существует множество численных методов расчета электрического поля. Они существенно различаются как по своим возможностям (точности, требованиям к быстродействию и оперативной памяти ЭВМ), так и по сложности их практической реализации (т.е. по требованиям к реализации этих методов). Наибольшее распространение получили следующие численные методы, широко применяемые на практике:

- метод конечных разностей (МКР);
- метод конечных элементов (МКЭ);
- метод граничных элементов (МГЭ);
- метод интегральных уравнений (МИУ);
- метод эквивалентных зарядов (МЭЗ);
- гибридный метод.

Метод конечных разностей или, как часто его называют, метод сеток – наиболее старый и относительно простой метод, поскольку требует минимальной математической работы. МКР довольно успешно применялся и применяется в настоящее время для решения широкого круга расчета электрических полей. В этом методе исследуемая область разбивается двумерной или трехмерной сеткой в зависимости от размерности задачи. Частные производные в уравнении Пуассона или Лапласа заменяются соответствующими им конечно-разностными аппроксимациями на прямоугольной конечно-разностной сетке. В результате получается система алгебраических уравнений относительно неизвестных потенциалов в узлах сетки. Матрица коэффициентов получаемого матричного уравнения содержит большое количество нулевых элементов. По этой причине в данное уравнение решается преимущественно итерационными методами. Недостатками метода являются необходимость применения специальных методов хранения слабозаполненных матриц (методы, основанные на приведении матрицы к ленточному виду, методы факторизации и др.), а также сложностью описания криволинейных поверхностей тел из-за применения прямоугольной конечно-разностной сетки.

Метод конечных элементов сегодня приобрел широкое распространение. Его популярность обусловлена приемлемой точностью решения, возможностью описания криволинейных границ области любой сложности, легкостью учета граничных условий различных типов и расчета поля с объемным зарядом, автоматическим расчетом значений потенциала во всех узлах и, следовательно, быстротой вычисления потенциала и напряженности в любой точке области. МКЭ основан на интегральной формулировке граничной задачи. Исследуемая область делится на плоские или объемные элементы (в зависимости от размерности задачи), в которых неизвестное распределение поля аппроксимируется полиномами. Использование метода Рэлея-Ритца позволяет затем получить систему линейных алгебраических уравнений, из решения которой в конечном итоге будут получены значения потенциалов в каждом узле сетки конечных элементов. После этого при помощи аппроксимации легко определить значение потенциала в произвольной точке. Формирование и решение системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) – основные этапы решения задачи методом конечных элементов. По объему вычислений и необходимой компьютерной па-

мента они значительно превосходят остальные этапы, поскольку СЛАУ в МКЭ обычно имеют высокий порядок. Трудности, возникающие при решении СЛАУ традиционными методами, зачастую препятствуют использованию МКЭ для исследования полей в сложных областях, требующих построения конечно-элементных сеток с большим количеством узлов.

МКЭ имеет некоторое преимущество перед МКР в гибкости, так как с его помощью легко учитываются сложные границы. Метод обеспечивает прекрасные возможности визуализации результатов расчёта. Вместе с тем МКЭ не лишён недостатков, к которым относится сложность его программной реализации, необходимость создания сетки элементов во всей области, что требует большого объема компьютерной памяти. Также его применение приводит к заметным погрешностям расчёта вблизи поверхностей электродов, чем в межэлектродном пространстве. Последнее не характерно для интегральных методов, которые дают одинаковые погрешности во всей расчётной области. Кроме того, МКЭ позволяет точно рассчитывать распределение потенциала, но погрешности в значениях напряженности оказываются на порядки больше. Также МКЭ не позволяет рассчитывать поля в неограниченном пространстве. Таковы, например, поля воздушных линий электропередачи. Чтобы решить подобную задачу методом конечных элементов, приходится искусственно ограничивать расчётную область, задавая на фиктивных границах нулевые граничные условия 1-го или 2-го рода.

Метод граничных элементов представляет собой соединение двух подходов решения краевых задач для дифференциальных уравнений с частными производными, т.е. сведение краевых задач к эквивалентным интегральным уравнениям и аппроксимация решений при помощи функций формы, подобных используемым в МКЭ. Т.е. в МГЭ уравнение, описывающее поле, с помощью функции Грина, преобразуется в интегральное уравнение относительно неизвестных функций поля на границе. Граница разбивается на отдельные элементы, поле на которых аппроксимируется полиномами. Преимуществом метода является уменьшение размерности задачи и, как следствие, меньшая по сравнению с методом конечных элементов требуемая память ЭВМ и время счета. Недостаток МГЭ – оперирование полными несимметричными матрицами с коэффициентами, вычисляемыми путем численного интегрирования.

Интегральные методы основаны на замещении реального распределения заряда по поверхностям электродов системой фиктивных зарядов, размещенных на поверхностях или внутри тел полеобразующей системы. Значения зарядов находятся из граничных условий, включая эквипотенциальность электродов. После их определения потенциал и напряженность поля в любой точке межэлектродного пространства находятся методом наложения. Иначе говоря, в рамках интегральных численных методов на основании граничных условий вычис-

ляется аппроксимация распределения источников поля по поверхностям электродов.

Суть метода интегральных уравнений состоит в замещении реального распределения заряда по поверхностям электродов простыми слоями распределённых по ним зарядов, которые определяются граничными условиями. Основное достоинство метода интегральных уравнений - высокая точность получаемых значений напряженности поля во всей расчётной области, включая поверхность электродов. Это положительно отличает его от МКР и МКЭ. Другая отличительная черта МИУ, заключается в том, что он требует лишь дискретизации границ тел полеобразующей системы и ему не требуется сетка в межэлектродном пространстве, что обуславливает и достоинства, и недостатки метода, которые проявляются в зависимости от характера решаемой задачи. С одной стороны, благодаря этому решение может быть найдено в открытой области без каких-либо дополнительных искусственных ограничений. С другой стороны, расчёт значений напряженности поля в точках межэлектродного промежутка методом интегральных уравнений требует численного интегрирования, что приводит к большому объёму дополнительных вычислений. Если задача такова, что нет необходимости анализировать поле во всём межэлектродном пространстве и число расчётных точек невелико, то серьёзных проблем не возникает. В противном же случае применение МИУ становится проблематичным. Эта особенность метода также затрудняет компьютерную визуализацию результатов.

Метод эквивалентных зарядов можно рассматривать как упрощённый вариант МИУ. Поскольку состоит в замещении реального распределения заряда по поверхностям тел системой размещённых внутри них фиктивных эквивалентных зарядов, чьи значения находятся из граничных условий. Однако в МЭЗ поле в любой точке межэлектродного промежутка определяется в соответствии с принципом наложения полей дискретных эквивалентных зарядов и не требует численного интегрирования. Достоинства и недостатки МИУ в основном остаются справедливыми и для МЭЗ. В задачах с не слишком сложной геометрией тел данный метод более экономичный, чем МИУ. Также МЭЗ имеет сравнительную простоту программной реализации.

Особое значение получил в последние годы гибридный метод. Согласно этому методу при решении конкретной задачи выбираются преимущества двух численных методов (МГЭ и МКЭ) с одним решающим устройством. Идея создания гибридного метода, несомненно, выигрышная, но осуществить гибридный метод весьма сложно. Также возникает сложность в принятии решения, какой метод как основополагающий использовать в каждой объемной области или двумерной области в зависимости от типа задачи. Наиболее общая стратегия предполагает использование граничных элементов во всех линейных областях и конечных элементов во всех нелинейных областях (но в линейных областях использование МКЭ также допустимо, причем в некоторых из них – желательно). Если поверхностная область объема больше объема, который она охватывает, и средняя точность решения является достаточной, МКЭ – наиболее предпочтительный метод. Этот метод будет в ближайшем времени доминирующим способом анализа

электрического поля. Подтверждением этого является компания Integrated Engineering Software, продвигающая концепцию расчета полей посредством гибридных методов.

ВЫВОДЫ

1. К настоящему времени разработано множество аналитических и численных методов расчета электрических полей. В большинстве случаев задачи расчета электрических полей весьма сложны, и построение аналитического решения может потребовать грубых приближений, ведущих к неприемлемым погрешностям. Поэтому огромную роль приобретают численные методы.

2. Практически все численные методы расчета электрических полей вполне обеспечивают возможность расчета потенциалов и напряженностей полей, впоследствии успешно подтверждаемых экспериментально.

3. При применении различных методов структура исходных данных необходимая для решения задачи может существенно отличаться, кроме того, количество вычислений в различных методах может отличаться в несколько раз.

4. С точки зрения функциональных возможностей и целесообразности применения для решения полевых задач актуальных для электроэнергетики наиболее универсальными являются МКР и МКЭ.

5. Для усовершенствования процесса расчета на базе данных методов создано большое число программных продуктов, возможность применения которых для задач электроэнергетики необходимо рассмотреть более подробно.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Колечицкий Е.С. Расчет электрических полей устройств высокого напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 168 с.
2. Агапов С.В., Чермошнцев С.Ф. Методы и средства анализа и прогнозирования электромагнитных излучений от электронных средств // Информационные технологии. 2003. – № 11. С. 2-12.
3. Миролубов Н.Н., Костенко М.В., Левинштейн М.Л., Тиходеев Н.Н. Методы расчета электростатических полей. – М.: Высшая школа, 1963. – 415 с.
4. Моделирование электромагнитных полей в электротехнических устройствах / А.Е. Степанов, Ю.Г. Блаудзевич и др. – К.: Техника; Щецин: Научное издательство Щецинского политехнического института, 1990. – 188 с.

5. Электромагнитная безопасность элементов энергетических систем: Монография / В.Н. Довбыш, М.Ю. Маслов, Ю.М. Сподобаев. – Самара: ООО "ИПК "Содружество", 2009. – 198 с.
6. Becker A.A. The boundary element method in engineering: A complete course. – McGraw-Hill, 1992. – 337 p.
7. Chari M.V.K., Salon S.J. Numerical methods in electromagnetism, Academic Press, San Diego, CA, 2000. – 359 p.
8. Klimpke B. A Hybrid Magnetic Field Solver Using a Combined Finite Element/Boundary Element Field Solver. Integrated Engineering Software/Enginia Research. Presented at the U.K. Magnetics Society Conference "Advanced Electromagnetic Modelling & CAD for Industrial Application". Feb. 19, 2003. Alstom Research and Technology Centre, Stafford, U. K.
<http://www.integratedsoft.com/papers/research/hybrid/>
9. Lehner G. Electromagnetic field theory for engineers and physicists. 1st Edition. – Springer, 2008. – 659 p.
10. Zhu Yu, Cangellaris A.C. Multigrid finite element methods for electromagnetic field modeling. Wiley-IEEE Press, 2006. – 408 p.
11. Zimmerman W.B.J. Process modeling and simulation with finite element methods. World Scientific Publishing, 2004. – 382 p.

Поступила 28.08.2010

Шевченко Сергей Юрьевич, к.т.н, проф.

Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
кафедра "Передача электрической энергии"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21
тел. (057) 707-69-77, (057) 707-62-46, (050) 291-44-51
e-mail: syurik42@rambler.ru

Окунь Александр Александрович

Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
кафедра "Передача электрической энергии"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21
тел. (067) 546-53-25, e-mail: cannavaro1@mail.ru

S.Y. Shevchenko, A.A. Okun

Analysis of computation methods of the electric fields of high voltage installations.

Methods to calculate the electric fields of high voltage installations are considered. Numerical methods of fields computation widely used on practice such as finite difference method (FDM), finite element method (FEM), boundary element method (BEM), integral equation method (IEM), charge simulation method (CSM) and hybrid method are described.

Key words – field computation, electric field, boundary element method (BEM), charge simulation method (CSM), finite difference method (FDM), finite element method (FEM), integral equation method (IEM), hybrid method.

ВПЛИВ РЕЖИМУ КОРОТКОГО ЗАМИКАННЯ В ТЯГОВІЙ МЕРЕЖІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ НА ПЕРЕХІДНІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ В ЕЛЕКТРОРУХОМОМУ СКЛАДІ

Методом математичного моделювання виконана оцінка впливу режиму короткого замикання в контактній мережі на електромагнітні процеси в електрорухомому складі постійного струму. Встановлено, що в цьому режимі струм електровозу змінюється з тягового на генераторний (рекуперативний).

Методом математического моделирования выполнена оценка влияния режима короткого замыкания в контактной сети на электромагнитные процессы в электроподвижном составе постоянного тока. Установлено, что в этом режиме ток электровоза изменяется с тягового на генераторный (рекуперативный).

ВСТУП

Ця робота є продовженням досліджень [1-3] перехідних аварійних електромагнітних процесів у системі електричної тяги 3,3 кВ постійного струму. В [1] шляхом математичного моделювання досліджено вплив режиму повного зняття напруги на струмоприймачі електровоза ДЕ 1 з наступним її відновленням на електромагнітні процеси в його силових тягових колах. Автори проаналізували процеси при відриві струмоприймача на час тривалістю від 0,5 до 1,5 с. Тим же методом в [2] оцінено реакцію силових кіл електровоза ДЕ 1 на поштовхи-зростання напруги на струмоприймачі. При цьому враховано випадковий характер поштовхів напруги в межах 214-990 В.

Одним із найбільш розповсюджених аварійних режимів у системі електричної тяги постійного струму є режим короткого замикання (КЗ) в контактній мережі (КМ) [4-6]. Це пояснюється великою кількістю

причин, які обумовлюють такий режим [4]. В [3] також математичним моделюванням автори розраховували перехідні електромагнітні процеси в контактній мережі постійного струму в режимі КЗ. Однак при цьому вони не дослідили характер зміни напруги ні на тяговій підстанції (ТП), ні на електрорухомому складі (ЕРС), що дуже важливо для загального аналізу процесів у всій системі електричної тяги. Тому метою цієї роботи є оцінка шляхом математичного моделювання впливу КЗ в КМ на електромагнітні процеси в ЕРС (на прикладі електровозу ДЕ 1).

СХЕМА ЗАМІЩЕННЯ ТА МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СИСТЕМИ

На рис. 1 і рис. 2, згідно з роботою [3], представлені відповідно принципова схема і схема заміщення фідерної ділянки системи електричної тяги 3,3 кВ постійного струму.

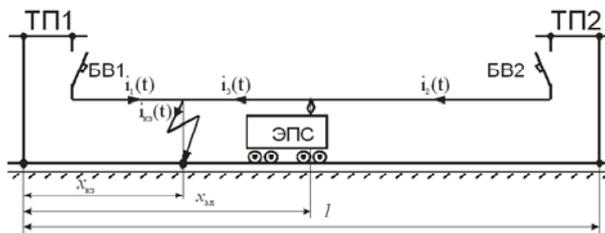


Рис. 1. Принципова схема фідерної ділянки

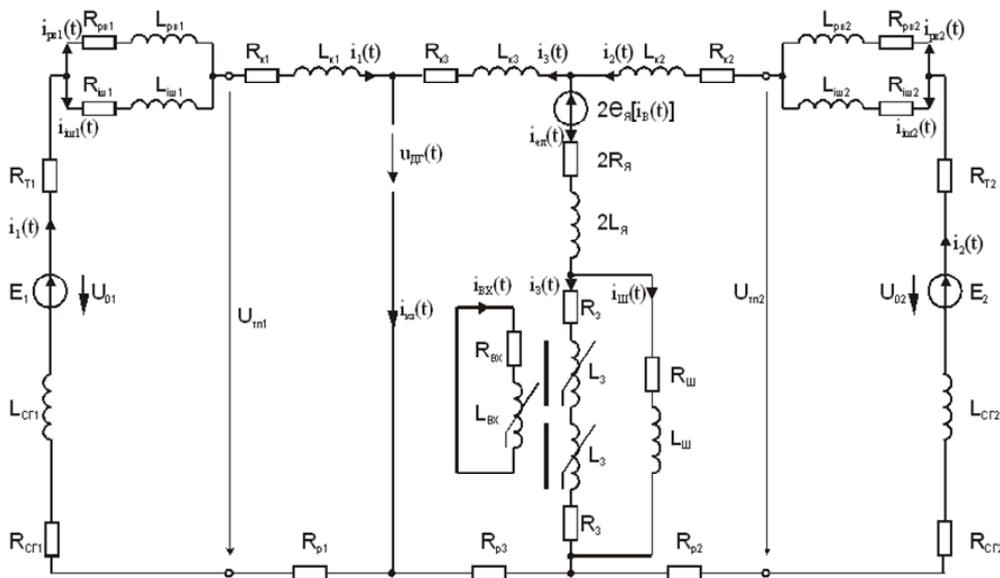


Рис. 2. Схема заміщення фідерної ділянки у режимі короткого замикання

Ділянка прийнята одноколійною з двостороннім живленням від ТП 1 та ТП 2 з одним електровозом ДЕ1, який рухається у режимі паралельного з'єднання тягових двигунів (ТД). У розглядуваній системі "ТП-КМ-ЕРС" (рис. 1) відбулося КЗ між контактним проводом і залізничною колією. У цьому режимі електромагнітний стан системи тяги описується наступною системою нелінійних диференціальних рівнянь:

$$i_{рв1}(t) + i_{ім1}(t) - i_1(t) = 0, \quad (1)$$

$$i_1(t) + i_3(t) - i_{кз}(t) = 0, \quad (2)$$

$$-i_3(t) - i_{еп}(t) + i_2(t) = 0, \quad (3)$$

$$-i_{рв2}(t) - i_{ім2}(t) + i_2(t) = 0, \quad (4)$$

$$-i_3(t) + i_{еп}(t) - i_{ш}(t) = 0, \quad (5)$$

$$i_3(t) + i_{вх}(t) - i_{\mu}(t) = 0, \quad (6)$$

$$(R_{T1} + R_{зГ1} + R_{р1} + R_{к1}) \cdot i_1(t) + (L_{T1} + L_{зГ1} + L_{к1}) \cdot \frac{di_1(t)}{dt} +$$

$$+ R_{рв1} \cdot i_{рв1}(t) + L_{рв1} \cdot \frac{di_{рв1}(t)}{dt} + U_{дг} = U_{01},$$

$$R_{рв1} \cdot i_{рв1}(t) + L_{рв1} \cdot \frac{di_{рв1}(t)}{dt} -$$

$$- R_{ім1} \cdot i_{ім1}(t) - L_{ім1} \cdot \frac{di_{ім1}(t)}{dt} = 0, \quad (8)$$

$$- U_{дг} - R_{кз} \cdot i_3(t) - L_{кз} \cdot \frac{di_3(t)}{dt} + 2 \cdot e_{я} \cdot [i_3(t)] +$$

$$+ 2 \cdot R_{я} \cdot i_{еп}(t) + 2 \cdot L_{я} \cdot \frac{di_{еп}(t)}{dt} + 2 \cdot R_3 \cdot i_3(t) +$$

$$+ 2 \cdot 2p\sigma_3 w_3 \frac{d\Phi(t)}{dt} - R_{р3} i_3(t) - 2L_{р3} \frac{di_3(t)}{dt} = 0,$$

$$- 2 \cdot R_3 \cdot i_3(t) - 2 \cdot 2p\sigma_3 w_3 \frac{d\Phi(t)}{dt} +$$

$$+ R_{ш} i_{ш}(t) + 2L_{ш} \frac{di_{ш}(t)}{dt} = 0, \quad (10)$$

$$R_{вх} \cdot i_{вх}(t) + \sigma_{вх} w_{вх} \frac{d\Phi(t)}{dt} = 0, \quad (11)$$

$$(R_{р3} + R_{кз}) \cdot i_3(t) + (L_{р3} + L_{кз}) \cdot \frac{di_3(t)}{dt}$$

$$(R_{T2} + R_{зГ2} + R_{р2} + R_{к2}) \cdot i_2(t) +$$

$$+ (L_{T2} + L_{зГ2} + L_{к2}) \cdot \frac{di_2(t)}{dt} +$$

$$+ R_{рв2} \cdot i_{рв2}(t) + L_{рв2} \cdot \frac{di_{рв2}(t)}{dt} + U_{дг} = U_{02},$$

$$R_{рв2} \cdot i_{рв2}(t) + L_{рв2} \cdot \frac{di_{рв2}(t)}{dt} -$$

$$- R_{ім2} \cdot i_{ім2}(t) - L_{ім2} \cdot \frac{di_{ім2}(t)}{dt} = 0. \quad (13)$$

Позначення величин у системі рівнянь (1) – (13) і значення їх параметрів ті ж самі, що й в роботі [3].

РЕЗУЛЬТАТИ РОЗРАХУНКІВ ТА ЇХ АНАЛІЗ

Систему (1) – (13), приведену до нормальної форми, було розв'язано у програмному середовищі

MAPLE 9.5 шляхом чисельного інтегрування методом Адамса; результати розрахунків представлені на рис. 3 і 5, а-д.

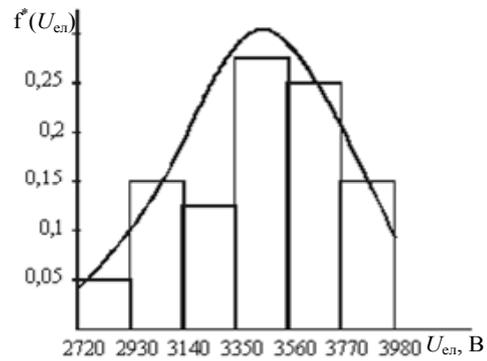


Рис. 3. Гістограма напруги на струмоприймачі

Як випливає з рис. 3 при короткому замиканні у результаті шунтування частини контактної мережі і силових кіл електровозу, напруга на струмоприймачі $U_{ел}$ зменшується кидком до так званих "залишкових" значень у діапазоні від 3980 до 2720 В. При цьому величина $U_{ел}$ є випадковою, оскільки вона залежить від багатьох випадкових факторів, зокрема від координат $x_{кз}$ і $x_{ел}$ (рис. 1), початкових умов тощо.

Теоретично у загальному випадку зазначене зменшення кидком напруги $U_{ел}$ викликає перехідний процес зменшення струму $i_{ел}$ ЕРС. Останнє обумовлює також зменшення основного магнітного потоку $\Phi(t)$ тягових двигунів ЕРС, а також і зменшення проти-е.р.с. якорів двигунів. Оскільки $\Phi(t)$ зменшується більш повільно, ніж $i_{ел}$, також більш повільно зменшуються і проти-е.р.с. ТД. І тоді, коли залишкові значення $U_{ел}$ стануть менше проти-е.р.с., струм $i_{ел}$ змінить свій знак, тобто прийме генераторний (рекуперативний) характер. Отже, основний вплив на появу генераторного струму чинить основний потік $\Phi(t)$. Проаналізуємо характер його зміни у режимах повного поля (ПП) і послаблення збудження (ПЗ) ТД ЕРС.

У режимі ПП основний вплив на $\Phi(t)$ здійснює магнітний потік $\Phi_{вхр}$ (рис. 4), створений вихровими струмами у масивних магнітопроводах ТД, який залежить від опору $R_{вхр}$.

В початковий період, внаслідок магнітного поверхневого ефекту й тим самим витискання $\Phi(t)$, активний опір $R_{вхр}$ контуру вихрових струмів великий, бо $R_{вхр} \approx k \cdot B_y$, де B_y – усталене початкове значення індукції. Тому значення $i_{вхр}$ малі і створений ними $\Phi_{вхр}$ теж малий, його протидія зміні основного потоку $\Phi(t)$ практично відсутня і тому $\Phi(t)$ загасає різко, до (20-25 %) початкового значення, в основному за рахунок зменшення його в поверхневих шарах магнітопроводу та потоків розсіяння.

При подальшому протіканні перехідного процесу різке зазначене вище загасання $\Phi(t)$ (а отже, і значна $d\Phi/dt$) обумовлює великі значення вихрової е.р.с. й тим самим великі значення $i_{вхр}$, бо $i_{вхр} = \Phi(t) \cdot d\Phi/dt$. Створений тим самим великий $\Phi_{вхр}$ обумовлює суттєву протидію, що й визначає більш повільне загасання $\Phi(t)$. Далі, у свою чергу, менша $d\Phi/dt$ зменшує вихрову е.р.с. та вихрові струми, які знижують ефект вити-

снення потоку та $i_{ввр}$ в магнітопроводі, що призводить до зменшення опору $R_{ввр}$. У подальшому зменшення $R_{ввр}$ призводить до збільшення $i_{ввр}$ та $\Phi_{ввр}$, протидія якого збільшується, як наслідок, основний $\Phi(t)$ загасає повільніше.

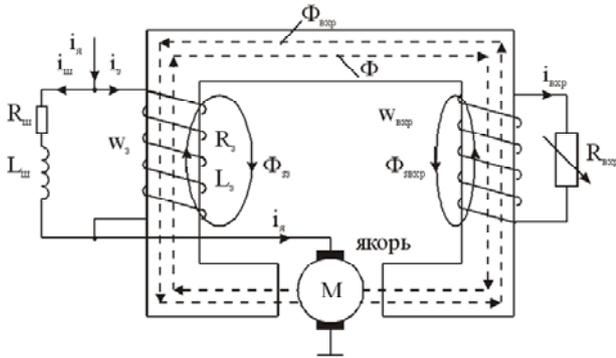


Рис. 4. Схема заміщення тягового електродвигуна: $w_з$, $R_з$ та $L_з$ – кількість витків, активний опір та індуктивність обмотки збудження; $R_{ш}$ та $L_{ш}$ – активний опір та індуктивність шунтувальної вітки (з індуктивним шунтом); $i_я$, $i_з$ та $i_{ш}$ – струм в обмотці якоря, обмотці збудження та в шунтувальній вітці; $w_{ввр}$, $R_{ввр}$ та $i_{ввр}$ – кількість витків, активний опір та струм короткозамкненого контуру, еквівалентного вихровим струмам; $\Phi_{сз}$ і $\Phi_{св}$ – магнітні потоки розсіяння відповідно обмотки збудження і короткозамкненого контуру

У режимі ПЗ на характер та ступінь загасання $\Phi(t)$ впливають не тільки вихрові струми остова й головних полюсів, але й струм $i_{ш}$ контуру "збудження – шунт" (З-Ш) (рис. 2). Тому у режимі ПЗ, на будь-якій ступені, спостерігається менша швидкість загасання $\Phi_{ввр}$, ніж у режимі ПП. Це пояснюється тим, що струм $i_{ш}$ у контурі З-Ш, підтримуючи потік, зменшує ступінь його загасання за рахунок розряду індуктивного шунта через обмотку збудження ($i_{ш}$ змінює знак) (рис. 5,а). При цьому зі збільшенням глибини ПЗ швидкість загасання потоку $\Phi(t)$ зменшується.

Результати розрахунків (рис. 5,б) свідчать про те, що основний магнітний потік зменшується за експоненціальною залежністю, досягаючи усталеного значення 0,065 Вб за 0,06-0,07 с. Синфазно з ним, без кидка, зменшується струм в обмотці збудження (рис. 5,в), зменшуючись від 475 до 235 А при зменшенні $U_{ел}$ від 3000 до 2010 В. Струм $i_я$ (рис. 5,г), тобто електровоза $i_{ел}$, по-перше, зменшується кидком, і по-друге, змінює свій напрямок на зворотний, тобто теж стає генераторним, тривалість якого складає 0,055 с. Далі струм переходить через нуль, досягаючи через 0,1-0,13 с свого звичайного тягового характеру.

Характер зміни вихрових струмів $i_{ввр}$ (рис. 5,д) теж свідчить про їх основний вплив на зміну $\Phi(t)$, а, отже, на проти е.р.с. $e(t)$ і перехід $i_{ел}$ в рекуперативний характер. Дійсно, у перші 0,01 с після КЗ і зменшення $U_{ел}$, струм $i_{ввр}$ різко зростає, створений ним $\Phi_{ввр}$ стримує спад основного $\Phi(t)$, що й призводить до затримки спаду е.р.с. якорів ТД, сума яких перевищує залишкове значення $U_{ел}$ й тим самим обумовлює зміну струму $i_{ел}$ електровоза.

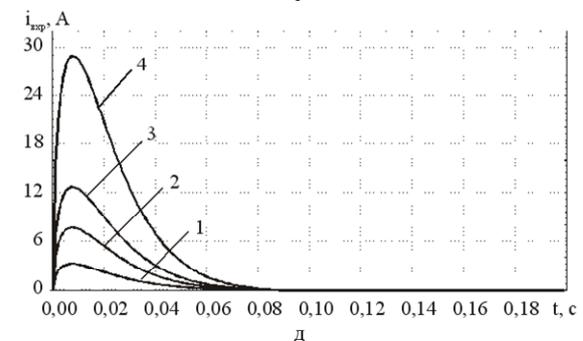
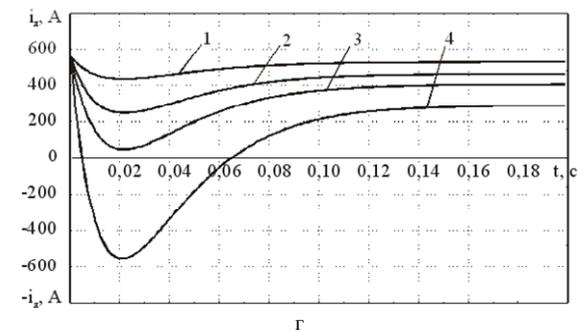
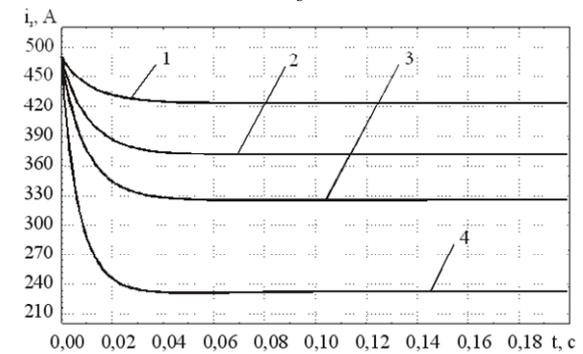
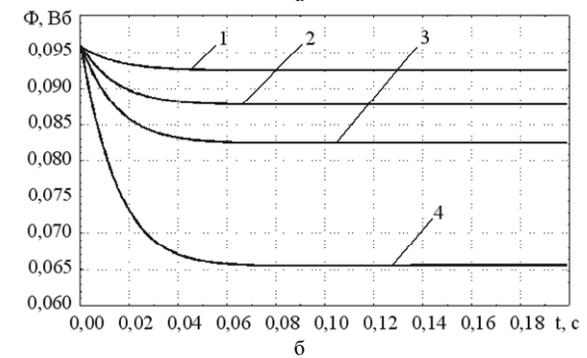
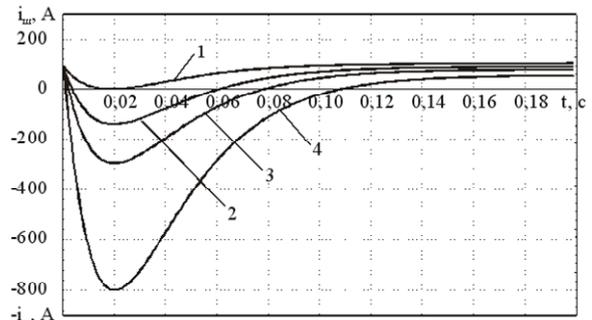


Рис 5. Часові залежності перехідних величин струму в шунтувальній вітці (а), магнітного потоку (б), струму в обмотці збудження (в), струму якоря (г) та вихрових струмів (д) у режимі ПЗ-4, при $U_{ел}$ (В): крива 1 – 2850; 2 – 2700; 3 – 2535; 4 – 2010

Електрорухомий склад, що рухається з генераторними струмами, являє собою рухоме джерело, яке видає електроенергію до місця КЗ. Це збільшує об'єм термічних пошкоджень у контактній мережі, зокрема, перепал контактної мережі. Генераторні струми також викликають ушкодження іскрових проміжків у колі заземлення опор контактної мережі [5]. Нарешті, генераторні струми нерідко призводять до колового вогню на колекторах ТД, що обумовлює їх вихід із ладу.

ВИСНОВКИ

Оскільки режим короткого замикання у контактній мережі є достатньо розповсюдженим аварійним режимом, що призводить до виникнення в електрорухомому складі небезпечних генераторних струмів, необхідна розробка і обладнання електрорухомого складу спеціальним захистом від зазначених струмів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Костин Н.А., Мищенко Т.Н., Гилевич О.И. Стохастические переходные электромагнитные процессы в силовых цепях электровозов при резком изменении напряжения на токоприёмнике // Электротехника і електромеханіка. – 2005. – № 4. – С. 73-78.
2. Мищенко Т.Н. Математическое моделирование влияния толчков случайной функции напряжения на токоприёмнике на переходные электромагнитные процессы в электровозе ДЭ 1 // Дніпропетровськ: Вісник ДНУЗТ. – 2005. – Вип. 9. – С. 61-68.
3. Михаліченко П.Є., Костін М.О. Математичне моделювання перехідних аварійних електромагнітних процесів в системі електричної тяги постійного струму // Технічна електродинаміка. Темат. вип. Проблеми сучасної електротехніки. – 2008. – Част. 2. – С. 31-35.
4. Кучма К.Г., Марквардт Г.Г., Пупынин В.Н. Защита от токов короткого замыкания в контактной сети. – М.: Трансжелдориздат, 1960. – 303 с.
5. Векслер М.М. Защита тяговой сети постоянного тока от токов короткого замыкания. – М.: Транспорт, 1976. – 120 с.
6. Пупынин В.Н. Защита и отключение тяговых сетей в аварийных режимах // Докт. дисс. – М.: МИИТ, 1986. – 340 с.

Надійшла 30.08.2010

Михаліченко Павло Євгенови, к.т.н., доц.
Костін Микола Олександрович, д.т.н., професор
Дніпропетровський національний університет
залізничного транспорту ім. академіка В. Лазаряна
кафедра "Теоретичні основи електротехніки"
Україна, 49010, Дніпропетровськ
вул Академіка В.А. Лазаряна, 2, тел.: (056) 373-15-37
e-mail: miha_pavel80@mail.ru, evm@diit.dp.ua

Мищенко Тетяна Миколаївна, к.т.н., доцент
Дніпропетровський національний університет
залізничного транспорту ім. академіка В. Лазаряна
кафедра "Електропостачання залізниць"
Україна, 49010, Дніпропетровськ
вул Академіка В.А. Лазаряна, 2
тел.: (056) 373-15-25, e-mail: diitmaterial@ukr.net

P.Y. Mihalichenko, T.N. Mishienko, N.A. Kostin

The influence of the short circuit condition in the contact system on electromagnetic processes in electric train of direct current.

The influence of the short circuit condition in the contact system on electromagnetic processes in electric train of direct current was estimated by the method of mathematical modeling. It has been established that in this condition the current of an electric locomotive changes for traction current info generative (recuperative) one.

Key words – mathematical modeling, short circuit condition, contact system, electromagnetic processes, electric train of direct current.

Б.В. Клименко

РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ЛІТЕРНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ВЕЛИЧИН ДЛЯ ПУБЛІКАЦІЙ В МІЖНАРОДНИХ ВИДАННЯХ

Розглянуто рекомендації щодо позначень величин відповідно до стандарту Міжнародної електротехнічної комісії IEC 60027-1. Наведено приклади оформлення позначень величин за правилами цього стандарту.

Рассмотрены рекомендации относительно обозначений величин в соответствии со стандартом Международной электротехнической комиссии IEC 60027-1. Приведены примеры оформления обозначений величин по правилам этого стандарта.

ВСТУП. ТЕРМІНОЛОГІЯ І ПОЗНАЧЕННЯ

Невпинне розширення міжкультурних комунікацій у науковій та технічній сферах – характерна ознака нашого часу. Усе більша кількість науковців виїжджає на міжнародні конференції з доповідями та повідомленнями, публікує результати власних досліджень у престижних закордонних періодичних виданнях. Разом з тим, вітчизняні автори наукових доповідей та статей стикаються з низкою складнощів, пов'язаних не тільки з термінологічними відмінностями, які склалися за багато років існування «залізної завіси», а й навіть з позначенням фізичних величин, адже позначення, які застосовуються у вітчизняній науково-технічній літературі [1], у багатьох випадках не відповідають міжнародній практиці [2].

Слід зазначити, що відкриття Міжнародною електротехнічною комісією (International Electrotechnical Commission – IEC) на початку 2008 року вільного доступу в Інтернеті до Міжнародного електротехнічного словника (International Electrotechnical Vocabulary – IEV або Electropedia) [3], який є стандартом IEC 60050, на перший погляд, наблизило міжнародну електротехнічну термінологію до вітчизняних інженерів та науковців, але це лише на перший погляд.

По-перше, визначення понять в Інтернет-версії IEV надаються лише англійською та французькою мовами, хоча відповідно до Директив ISO/IEC [4] (ISO – International Organization for Standardization – Міжнародна організація зі стандартизації, що опікується усіма галузями крім електротехнічних, які є прерогативою IEC) мають наводитися французькою (fr), англійською (en) та російською (ru) мовами. Ці три мови вважаються основними мовами (principal IEV languages). Ще вісім мов, а саме арабська (ar), німецька (de), іспанська (es), італійська (it), японська (ja), польська (pl), португальська (pt) та шведська (sv), вважаються додатковими мовами (additional IEV languages). Цими мовами мають наводитися тільки терміни. Насправді ж мовна наповненість Інтернет-версії IEV не відповідає вимогам Директив ISO/IEC – російською мовою перекладаються лише терміни (без визначень), причому станом на квітень 2010 р. перекладено терміни лише дев'яти з 81 частин IEV. Отже, російська мова на сьогодні фактично може розглядатися як додаткова мова IEV, та й ще у дуже обмеженому вигляді.

По-друге, IEV містить лише базові електротехнічні поняття. І хоча цих базових понять приблизно

20 000 (здається, дуже багато, і знов таки-ж – на перший погляд), у такій галузі, як електричні апарати комутації або розподілення електричної енергії, керування й захисту, величезна кількість важливих понять (набагато більше, ніж у частині 441 IEV – Switchgear, controlgear and fuses, яка присвячена цим апаратам) визначається у профільних стандартах IEC, тобто у стандартах на окремі групи електричних апаратів, а ці стандарти, на відміну від IEC 60050, не є відкритими в Інтернеті, а для їх придбання потрібні гроші, й чималі.

По-третє, значну кількість офіційних англійських термінів дуже важко перекладати, адже у визначеннях часто-густо міститься звичний для «них» і незрозумілий для «нас» електротехнічний сленг. Наприклад, дуже дивно, як на перший погляд, виглядає термін «electronic momentary contact switch» (все ж таки, про який вимикач йде мова – електронний чи контактний?), а для тих, хто ознайомлений з особливостями англійської термінології, нічого незрозумілого у цьому терміні немає, адже «electronic switch» – це не електронний вимикач, а вимикач який має відношення до електроніки, електронних пристроїв. Отже, «electronic momentary contact switch» – це кнопковий вимикач з контактним комутаційним елементом, призначений для роботи в електронних пристроях.

Як бачимо, складнощі застосування міжнародної електротехнічної термінології є дуже серйозними, але нещодавно опубліковані посібники [5, 6], дають можливість зацікавленим фахівцям, принаймні у галузі електричних апаратів, користуватися цією термінологією.

Стосовно ж позначень фізичних величин можна сказати, що у вітчизняній науково-технічній літературі панує практика застосування давнього, ще радянського стандарту – ГОСТ 1494-77. Це й не дивно, адже у цьому документі було зазначено буквально так: «Буквенные обозначения, установленные в настоящем стандарте, обязательны для применения в документации всех видов, учебниках, учебных пособиях, технической и справочной литературе». І хоча у тому ж самому стандарті зазначено, що він «... полностью соответствует СТ СЭВ 3231-81, Публикация МЭК 27-1¹, 27-1а и 27-2 и рекомендации ИСО R31», насправді ГОСТ 1494 у дуже великій кількості деталей, подекуди

¹ Починаючи з 1998 р., до номерів Публікацій IEC (стандарти, технічні звіти тощо) стали додавати 60000, отже «Публікація МЭК 27-1» – це зараз перша частина групи стандартів 60027 – IEC 60027-1.

достатньо принципових, відрізняється від сутності положень ІЕС 60027-1 (а зараз ні для кого вже не є тамницею, що диявол криється саме у деталях!). Оскільки дана стаття має суто інформаційний, а не аналітичний характер, ми не будемо переобтяжувати читача порівнянням зазначених стандартів, а надамо лише інформацію щодо основних правил літерних позначень, зафіксованих у міжнародному стандарті ІЕС 60027-1, супроводжуючу цю інформацію прикладами оформлення математичних формул. При цьому ми не будемо жорстко дотримуватися тієї послідовності викладення матеріалу, яка має місце у стандарті ІЕС 60027-1, а до прикладів, наведених у стандарті, додамо власні, які, на наш погляд, сприятимуть кращому розумінню матеріалу.

1. ЗАГАЛЬНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ЗОБРАЖЕННЯ СИМВОЛІВ ВЕЛИЧИН

У стандарті ІЕС 60027-1 застосовується термін «printing», який поєднує два поняття: власне «друкування» (printing) та «написання» (writing). У даній публікації ми будемо застосовувати це узагальнене поняття у формі «зображення», розповсюджуючи його на друковану та письмову форми.

Символи для позначення величин (symbols for quantities) – це зазвичай одиночні літери латинського та грецького алфавітів (додаток А), іноді з індексами (subscripts) або іншими модифікувальними позначками або знаками (modifying signs). Для символів бажано застосовувати шрифт Times New Roman. Символи зображують курсивом (italic) незалежно від типу шрифту, який застосовується в решті тексту. Для позначення векторних величин слід застосовувати напівжирний шрифт. Як виняток, для позначення величин іноді застосовують дві літери (наприклад Re – число Рейнольдса). Якщо такий дволітерний символ застосовується як множник у добутку, його слід відділяти від інших символів. Стандартизовані символи для зображення величин та констант, які зазвичай застосовуються в електротехніці, наводяться в ІЕС 60027-1 у таблицях 1 – 5. У даній публікації (у додатках Б – Е наприкінці статті) ми наведемо лише деякі символи, які найчастіше застосовуються в електротехніці та електромеханіці.

Кількість фізичних величин, які застосовуються в електротехніці та електромеханіці, набагато перевищує кількість літер латинського та грецького алфавітів, тому, коли у певному контексті для різних величин стандарт пропонує однакові літерні позначення (наприклад, в одній формулі фігурують механічна сила та магніторушійна сила – МРС, для яких у стандарті надається однакове позначення – F), розрізнення цих величин може бути зроблено за допомогою індексів (subscripts). Для індексів слід застосовувати літери латинського та грецького алфавітів, числа та деякі спеціальні символи (наприклад, «//» – паралельний, « \perp » – перпендикулярний, «-» – постійний, « \sim » – змінний тощо). Усі індекси мають бути зображені прямим шрифтом за двома винятками, коли їх слід зображати курсивом:

- 1) індекс позначає символ фізичної величини;
- 2) індекс складається з одного або декількох літерних символів, які позначають порядкові числа.

Приклади зображення символів величин із застосуванням індексів

Прямі (upright, roman) індекси:

C_g – теплоємність у газоподібному стані (g : heat capacity in the gas phase);

g_n – стандартне (нормальне до поверхні землі) прискорення вільного падіння (n : standard (normal) acceleration of free fall);

μ_r – відносна магнітна проникність (r : relative permeability);

E_k – кінетична енергія (k : kinetic energy);

χ_e – діелектрична сприйнятливості (e : electric susceptibility);

$T_{1/2}$ – період напіврозпаду (1/2: half-life, half-period).

Похили (italic, sloping) індекси:

C_p – теплоємність при незмінному тиску (p : heat capacity at constant pressure);

ρ_m – густина (питома вага) речовини (m : mass density, volumic mass);

H_x – проекція вектору напруженості магнітного (магнетного) поля (magnetic field strength) на вісь абсцис (x : x coordinate);

M_{ik} – взаємна індуктивність (mutual inductance) контурів струму з поточними номерами i та k (i, k : running numbers).

У більшості випадків для розрізнення величин застосовуються індекси, але інколи доречно застосовувати інші розпізнавальні ознаки, такі як типографські символи або варіанти шрифтів. У деяких випадках припустимо застосовувати різні, але зв'язані літерні символи.

Розглянемо деякі приклади розрізнення величин.

Індекси:

B_0 – магнітна (магнетна) індукція у вакуумі (magnetic flux density in vacuum; 0 : число, а не літера);

I_a, I_b, I_c , etc – струми у різних провідниках (current in different conductors);

f_{\min} – мінімальне значення частоти (minimum value of frequency);

Варіанти шрифтів:

i – миттєве значення струму (instantaneous value of current);

I – середньоквадратичне значення струму (root-mean-square value of current);

F – вектор сили (force vector);

Типографські символи:

\hat{i}, \hat{I} – пікове значення струму (peak value of current).

Різні, але зв'язані літерні символи:

α, β, γ – три різні кути (three different angles).

2. ОСНОВНІ ПРАВИЛА ПОБУДОВИ ІНДЕКСІВ

2.1. Порядок надання переваг

Індексам та іншим розпізнавальним ознакам, які є незалежними від мови (див. 2.2) та индексам міжнародного характеру (див. 2.3) слід надавати перевагу над іншими формами індексів (див. 2.4).

2.2. Індекси та інші розпізнавальні ознаки, які є незалежними від мови

Індекси

Індексами незалежними від мови можуть бути числа, математичні символи та знаки, послідовності літер, посилальні літери, літерні символи для величин

Слова, що не походять від латини та грецької мови

Багато слів, створених вже у новий час для наукових та технічних цілей, мають міжнародний характер і аббревіатури таких слів є придатними для застосування у якості індексів.

Приклад:

C_g – теплоємність у газоподібному стані (heat capacity in the gas phase).

2.4. Інші індекси

Якщо не можливо в окремих випадках знайти латинські, грецькі та інші міжнародні слова, з яких можна створити задовільний індекс, перевагу слід надати довільно підібраним літерам або цифрам. Якщо ж такий спосіб видається непридатним, підбір індексу слід здійснити із слів, які є спільними для багатьох мов.

2.5. Деякі зауваження

Коли індекс, побудований за викладеними вище правилами, неоднозначно або недостатньо визначає сутність величини, його значення має бути уточнене. Наприклад, індекс «i» може означати «initial» (початковий), «induced» (наведений, індукований), «intrinsic» (власний). Запобігти неоднозначності можна застосуванням більш довгих індексів, наприклад, «ini» для «initial», «ind» для «induced», «intr» для «intrinsic».

Індекси, які є аббревіатурами слів, що не є власними іменами, зазвичай записуються малими літерами, але іноді доречно застосовувати в індексах одночасно великі та малі літери аби розрізнити їх значення, що має бути визначено. У такий спосіб у певному контексті велика літера в індексі може бути застосована для позначення сумарного значення величини, а малі літери в індексах – для позначення компонент цієї величини. В іншому контексті великі літери в індексах можуть бути застосовані для позначення зовнішніх значень, а малі літери – для позначення внутрішніх значень.

2.6. Складені індекси

Застосування складених індексів тобто індексів, які складаються з декількох частин, слід уникати. Коли складений індекс все ж таки застосовується, його частини слід розташовувати на одному рівні. Єдиним винятком може бути випадок, коли літерний символ, що застосовується як індекс, складається з літери з індексом, наприклад, для температурного коефіцієнту α магнітного опору R_m повний символ може бути записаний у не спрощеній формі як α_{R_m} , а у спрощеній формі як α_{Rm} .

Різні частини складеного індексу можуть бути відділені одна від одної невеликими інтервалами. Слід уникати застосування ком між частинами складеного індексу, але якщо треба запобігти двозначності, коми можуть бути застосовані. З тією ж метою частини індексу можна брати у дужки. Загального правила щодо частин індексів не існує, але бажано першою розташовувати частину, яка позначає вид величини, а частину, яка позначає особливі умови, слід розташовувати останньою. Як вже зазначалося, загальних правил щодо формування складених індексів не існує, тому порядок розташування частин індексу може також залежати від точки зору автора.

Наведемо декілька прикладів складених індексів:

$R_{m \max}$ – максимальне значення магнітного опору (maximum value of reluctance);

\hat{u}_{bv} – пікове значення змінної частини напруги в точці b (peak value of variable part of voltage at b);

$i_{4(2)}$ – миттєве значення другої гармоніки у провіднику 4 (instantaneous value of the second harmonic of current in conductor 4);

L_{mn} – взаємна індуктивність (mutual inductance) контурів з номерами m та n ;

$Z_{12,13}$ – елемент 12-го рядку та 13-ї колонки матриці імпедансу (element in the twelfth row and the thirteenth column of an impedance matrix);

J_{3y} – y -компонента третьої гармоніки густини струму J ;

J_{J3} – третя гармоніка y -компоненти густини струму J .

Складених індексів можна уникнути за рахунок представлення у функціональній формі, наприклад енергоємність акумуляторної батареї при розряді її впродовж трьох годин при температурі -40°C може бути представлена так: $W(3h, -40^\circ\text{C})$.

3. КОМБІНАЦІЇ СИМВОЛІВ ВЕЛИЧИН. В ЕЛЕМЕНТАРНИХ ОПЕРАЦІЯХ З ВЕЛИЧИНАМИ. ЗАМІЩЕННЯ ЛІТЕР

3.1. Елементарні операції з величинами

Коли символи величин поєднані у добутку (product), цей процес поєднання може бути представлений одним з таких способів:

$$ab, a b, a \cdot b, a \times b$$

Примітка. У деяких сферах, зокрема у векторному аналізі, існує розрізнення між $a \cdot b$ (скалярний добуток – scalar product, dot product) та $a \times b$ (векторний добуток – cross product, vector product).

Ділення (division) однієї величини на іншу може бути представлено одним з таких способів:

$$\frac{a}{b}, a/b$$

або зображенням добутку a та b^{-1} , наприклад $a \cdot b^{-1}$.

Ця процедура може розповсюджуватися на випадки, коли чисельник та (або) знаменник самі є добутками або дробами, але у таких комбінаціях знак ділення (/ – solidus) не повинен слідувати за знаком добутку або іншим знаком ділення в одному рядку, якщо не застосовані дужки з метою запобігання невизначеності у випадках, коли така невизначеність може виникнути.

Приклади:

$$1. \frac{ab}{c} = ab/c = abc^{-1} = a \cdot b/c$$

У цьому прикладі невизначеність не виникає, тому знак ділення може слідувати в одному рядку із знаком добутку без застосування дужок.

$$2. \frac{a/b}{c} = (a/b)/c = ab^{-1}c^{-1}, \text{ але не } a/b/c$$

$$3. \frac{a/b}{cd} = (a/b)/(c \cdot d), \text{ але не } a/b/c \cdot d$$

$$4. \frac{a/b}{c/d} = (a/b)/(c/d), \text{ але не } a/b/c/d$$

Знак ділення (/) може застосовуватися у випадках, коли чисельник (numerator) та (або) знаменник (denominator) містять операції додавання або віднімання, за умови, що до цих операцій застосовані круглі, прямокутні або фігурні дужки (parentheses or brackets or braces).

Приклади:

$$1. \frac{a+b}{c+d} = (a+b)/(c+d)$$

У цьому випадку дужки є необхідними.

$$2. a + \frac{b}{c} + d = a + b/c + d$$

У цьому випадку, враховуючи правило пріоритету операції ділення стосовно операції додавання, невизначеності немає, але краще застосувати дужки:

$$a + (b/c) + d.$$

Дужки слід застосовувати також для того, щоб уникнути невизначеності при використанні інших знаків та символів математичних операцій.

3.2. Заміщення літер

Великі літери можуть бути застосовані як варіант для величин, які стандарт рекомендує позначати малими літерами, й навпаки, якщо не виникає невизначеність.

Наприклад, основним символом для довжини є символ l , а для індуктивності – L . Втім, обидва ці символи (l та L) можуть застосовуватися для позначення як двох довжин, так і для позначення двох індуктивностей. Якщо ж довжина та індуктивність з'являються разом (наприклад, в одній формулі), то символ l бажаніше застосовувати для довжини, а символ L – для індуктивності, а необхідні розрізнення мають бути зроблені засобами індексів.

4. НАЗВИ ТА СИМВОЛИ ОДИНИЦЬ ВИМІРУ

4.1. Міжнародні символи одиниць виміру

Коли існують міжнародні символи одиниць виміру, тільки вони (і жодні інші символи) мають бути застосовані. Ці символи мають бути зображені прямим шрифтом (незалежно від типу шрифту, який застосовується в іншій частині тексту), мають лишатися незмінними у множині та повинні зображуватися без точки за винятком нормальної пунктуації, наприклад наприкінці речення.

Неправильним є будь-яке приєднання до символу одиниці виміру величини іншого символу, який несе інформацію щодо особливостей природи даної величини.

Приклад:

$$U_{\max} = 500 \text{ V (а не } U = 500 \text{ V}_{\max})$$

Символи одиниць виміру зазвичай мають бути зображені малими літерами за винятком тих символів, перші літери яких походять від власних імен.

Приклади:

m – метр (metre); s – секунда (second);
 A – ампер (ampere); V – вольт (volt);
 W – ватт (watt); Wb – вебер (weber).

4.2. Комбінації символів одиниць виміру

Коли зіставна одиниця виміру формується у вигляді добутку двох або декількох одиниць, їх поєднання може бути показано одним з таких способів:

$$N \cdot m, N m$$

Примітка. У другому випадку похідна одиниця виміру може бути зображена без інтервалу між складовими одиницями, якщо не виникає непорозуміння, пов'язаних з тим, що зображення символу одиниці виміру співпадає із зображенням префіксу (див. 4.3).

Приклад:

mN означає millinewton, але не metre · newton.

Коли похідна одиниця виміру формується шляхом ділення однієї одиниці виміру на іншу, це може бути показано одним з таких способів:

$$\frac{m}{s}, m/s, m \cdot s^{-1}.$$

Знак ділення (/ – solidus) не повинен слідувати за знаком добутку або іншим знаком ділення в одному рядку, якщо не застосовані дужки з метою запобігання невизначеності у випадках, коли така невизначеність може виникнути. В складних випадках слід застосовувати від'ємні ступені та дужки.

4.3. Зображення та застосування префіксів

Аби запобігти застосуванню дуже великих або дуже малих кількісних значень одиниць, в структурі системи СІ (SI) передбачено застосування десяткових множників та подільників – СІ префіксів (SI Prefixes), які додаються до назв відповідних величин. Множники, назви та символи відповідних префіксів надані у таблиці, наведеній нижче:

Множ.	Префікс	Символ	Множ.	Префікс	Символ
10^{24}	йота – yotta	Y	10^{-1}	деци – deci	d
10^{21}	зета – zetta	Z	10^{-2}	санті – centi	c
10^{18}	екса – exa	E	10^{-3}	мілі – milli	m
10^{15}	пета – peta	P	10^{-6}	мікро – micro	μ
10^{12}	тера – tera	T	10^{-9}	нано – nano	n
10^9	гига – giga	G	10^{-12}	піко – pico	p
10^6	мега – mega	M	10^{-15}	фемто – femto	f
10^3	кіло – kilo	k	10^{-18}	атто – atto	a
10^2	гекто – hecto	h	10^{-21}	zepto – zepto	z
10^1	дека – deca	da	10^{-24}	йокто – yocto	y

Символи для префіксів мають бути зображені прямим шрифтом (in roman) без інтервалу між символом префіксу та символом одиниці виміру.

Не можна застосовувати складені префікси.

Приклад:

Слід писати nm (нанометр – nanometre) для 10^{-9} m, але не можна писати m μ m (millimicrometre – мілімікрометр).

Символ префіксу застосовується у комбінації з простою одиницею виміру, до якої він приєднаний, формуючи з ним новий символ (з десятковою кратністю), який може бути піднесений до додатного або від'ємного ступеня і який може бути об'єднаний з іншими символами одиниць виміру, утворюючи зіставні одиниці виміру (див. 4.2).

Приклади:

$$1 \text{ cm}^3 = (10^{-2} \text{ m})^3 = 10^{-6} \text{ m}^3$$
$$1 \text{ }\mu\text{s}^{-1} = (10^{-6} \text{ s})^{-1} = 10^6 \text{ s}^{-1}$$
$$1 \text{ kA/m} = (10^3 \text{ A})/\text{m} = 10^3 \text{ A/m} = (10^3 \text{ A})/(100 \text{ cm}) = 10 \text{ A/cm}$$

Примітка. Історично так склалося, що назва базової одиниці маси – kilogram (кілограм) містить назву СІ префіксу «kilo». Натомість назви десяткових кратностей одиниці маси формуються додаванням префіксів до слова «gram», наприклад, milligram (mg) замість microkilogram (μkg).

5. ОКРЕМІ РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ЗОБРАЖЕННЯ ЧИСЕЛ, МАТЕМАТИЧНИХ ЗНАКІВ І СИМВОЛІВ, ВИРАЗІВ ДЛЯ ВЕЛИЧИН ТА ЇХ КОМПЛЕКСНОГО ПРЕДСТАВЛЕННЯ

5.1. Числа

Зображення чисел

Числа зазвичай мають бути зображені прямим шрифтом. Для полегшення читання чисел з великою кількістю цифр, такі числа можуть бути поділені на групи (переважно по три цифри), відраховуючи направо або наліво від десяткового знаку. Зазначені групи мають бути розділені малими інтервалами, а не комою, крапкою або у інший спосіб.

Приклади:

1 000 000 – один мільйон;
0,000 001 – одна мільйонна.

Десятковий знак

Десятковим знаком є кома на нижньому рівні рядку (а comma on the line – «,»). Якщо число має значення менше одиниці, десятковий знак повинен слідувати за нулем.

Примітка. В англійських документах замість коми часто застосовується крапка на нижньому рівні рядку тексту («.»). У міжнародних стандартах відповідно до директив ISO/IEC десятковим знаком є кома.

Добуток чисел

Знаком добутку чисел є хрестик (cross – «×») або крапка, розташована на рівні середини рядку тексту (a dot half-high – «·»).

Примітки. 1. Якщо крапка застосовується як знак добутку, то кома має застосовуватися як десятковий знак. Якщо крапка застосовується як десятковий знак, то знаком добутку має бути хрестик.

2. У міжнародних стандартах відповідно до директив ISO/IEC знаком добутку є хрестик.

5.2. Математичні знаки та символи

Математичні знаки та символи, рекомендовані для застосування у фізичних науках та техніці, наведені у стандарті ISO 31, part 11. Деякі знаки та символи, які найчастіше застосовуються в електротехніці, зображені у таблиці, що наведена нижче (IEC 60027, table 8).

Назва (Name)	Знак або базовий символ (Sign or chief symbol)
знак повного диференціалу (ordinary differential sign)	d
знак частинного диференціалу (partial differential sign)	∂
знак варіації (sign of variation)	δ
знак приросту (increment sign)	Δ
знак підсумовування (summation sign)	Σ
знак добутку (product sign)	Π
основа натуральних логарифмів (base of natural logarithms)	e
e у ступені x, експонента від x (e raised to the power x, exponential of x)	$e^x, \exp x$
відношення довжини окружності до діаметру (ratio of circumference to diameter of a circle)	π
уявна одиниця (imaginary unity, imaginary unit)	j, i (резервний символ)
оператор повороту на 3 радіани (3 rad rotative operator)	a
декартові координати (cartesian coordinates)	x, y, z
циліндричні координати (cylindrical coordinates)	ρ, φ, z
сферичні координати (spherical coordinates)	r, θ, φ

Звертаємо увагу, що усі знаки та символи (крім символів координат, які слід розглядати як змінні) мають бути зображені прямим шрифтом.

5.3. Вирази для величин

Символ одиниці виміру має бути розташований через інтервал після кількісного значення у виразі для величини. Якщо величина представлена сумою або різницею значень, то в обох випадках мають бути застосовані дужки для об'єднання числових значень. При цьому загальний символ одиниці виміру має бути розташований після підсумкового кількісного значення або вираз для величини має бути зображений як сума або різниця виразів для величин.

Приклади:

$l = 12 \text{ m} - 7 \text{ m} = (12 - 7) \text{ m} = 5 \text{ m};$
 $\theta = 28,4 \text{ }^\circ\text{C} \pm 0,2 \text{ }^\circ\text{C} = (28,4 \pm 0,2) \text{ }^\circ\text{C}$, а не $28,4 \pm 0,2 \text{ }^\circ\text{C};$
 $\lambda = 220 \times (1 \pm 0,02) \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K}).$

5.4. Комплексне представлення величин

Комплексне представлення величин може бути реалізовано так, як показано нижче, причому обидва способи є еквівалентними.

Реальна частина	X'	$\text{Re } X$
Уявна частина	X''	$\text{Im } X$
Комплексна величина	$\underline{X} = X' + j X''$ $\underline{X} = X e^{j\varphi}$ $\underline{X} = X \exp j$ $\underline{X} = X \angle \varphi$	$\underline{X} = \text{Re } X + j \text{Im } X$ $\underline{X} = X e^{j\varphi}$ $\underline{X} = X \exp j\varphi$ $\underline{X} = X \angle \varphi$
Спряжена величина	$\underline{X}^* = X' - j X''$	$\underline{X}^* = \text{Re } X - j \text{Im } X$

6. ЗАГАЛЬНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ЗОБРАЖЕННЯ ВЕЛИЧИН, ЯКІ ЗАЛЕЖАТЬ ВІД ЧАСУ

6.1. Величини, що періодично змінюються у часі

Величини, що періодично змінюються у часі можуть бути позначені так: варіант 1 – коли застосовуються великі та малі літери, варіант 2 – коли застосовуються тільки великі (2a) або тільки малі (2b) літери.

	Варіант 1	Var. 2a	Var. 2b
Миттєве значення	x	\hat{X}	x
Середньоквадратичне значення	X	$\tilde{X}, X_{\text{rms}}$	$\tilde{x}, x_{\text{rms}}$
Пікове значення	$\hat{x}, \hat{X}, x_m, X_m$	\hat{X}, X_m	\hat{x}, x_m
Середнє значення	$\bar{x}, \bar{X}, x_{\text{av}}, X_{\text{av}}$	\bar{X}, X_{av}	\bar{x}, x_{av}

Визначення характеристик величин, що періодично змінюються у часі, сформульовані в IECV:

миттєве значення (instantaneous value: 101-14-10) – значення величини, що залежить від часу у даний момент;
середньоквадратичне значення (root-mean-square value; rms value; quadratic value: 101-14-15) – для величини x, що залежать від часу – це додатне значення квадратного кореня від середнього значення квадрату цієї величини впродовж даного інтервалу:

$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} [x(t)]^2 \cdot dt}$$

Примітка. Для величини, що періодично змінюється у часі, інтервал інтегрування містить ціле число періодів.
пікове значення (peak value: 101-14-11) – найбільше значення величини впродовж визначеного інтервалу часу

Примітка. Для величини, що періодично змінюється у часі, інтервал часу має тривалість періоду.

середнє значення (mean (value), (arithmetical) mean, (arithmetical) average) – для величини, що залежать від змінної (наприклад, часу) – це інтеграл від цієї величини, взятий між двома заданими значеннями змінної, поділений на різницю між даними значеннями:

$$\bar{X} = \left[\frac{1}{t_2 - t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} x(t) \cdot dt \right]$$

Примітка. Для величини, що періодично змінюється у часі, інтервал інтегрування містить ціле число періодів.

Окремим випадком періодичних величин є синусоїдальні величини.

синусоїдальна величина (sinusoidal quantity: 101-14-34) – періодична змінна величина, представлена добутком дійсної константи та синусоїдальної або косинусоїдальної функції аргументу, який є лінійною функцією незалежної змінної

Примітки. 1. Дійсною константою може бути скалярна, векторна або тензорна величина.

2. Прикладами синусоїдальних величин можуть бути $a(t) = A_m \cos(\omega t + \vartheta_0)$ як функція часу t або $a(x) = A_m \cos[k \cdot (x - x_0)]$ як функція змінної x .

Поняття амплітуди є характеристикою, яка застосовується лише до синусоїдальних величин.

амплітуда (amplitude: 101-14-35) – пікове значення синусоїдальної величини

Примітка. Для величини $A_m \cos(\omega t + \vartheta_0)$ амплітудою є A_m .

Для періодичних величин застосовують також такі характеристики як низинне значення та значення розмаху екскурсія (excursion).

низинне значення (valley value: 101-14-12) – найменше значення величини на визначеному інтервалі часу

Примітка. Для періодичної величини таким інтервалом має бути період.

значення розмаху (peak-to-valley value: 101-14-13) – різниця між піковим та низинним значеннями на одному визначеному інтервалі часу

Примітка. Для періодичної величини таким інтервалом має бути період.

Для синусоїдальної величини $A_m \cos(\omega t + \vartheta_0)$ піковим значенням є A_m , низинним значенням є $-A_m$, а значенням розмаху є $2 \cdot A_m$.

6.2. Величини, що змінюються у часі не періодично
Величини, що змінюються у часі можуть бути періодичними, перехідними та випадковими.

Змінна величина часто може бути представлена комбінацією, наприклад сумою, добутком, поліномом та інших компонентів, які є функціями, наприклад тригонометричними, експоненціальними, функціями розподілення тощо.

Стандарт ІЕС 60027-1 призначений для кодифікації додаткових символів комбінацій функцій або особливих значень (наприклад, миттєвих, середньоквадратичних) або більш складних величин, що залежать від часу (наприклад, модульовані хвилі, серії імпульсів тощо). У зв'язку з цим, для такої кодифікації бажано мати систему символів, яка є незалежною від мови.

Стандартизовані позначення характеристик періодичних величин наведені в ІЕС 60027-1, table 9. У цій таблиці наведено приклади застосування двох типів позначень – за допомогою літерних індексів та за допомогою спеціальних друкарських символів (‘~’ ‘^’ ‘^~’ тощо). Оскільки переважна більшість науково-технічних документів готується за допомогою редактора текстів MS Word та редактора формул MS Equation, які погано пристосовані до застосування друкарських символів, ми у даній публікації надамо перевагу літерних індексів.

миттєве значення (instantaneous value)	x
абсолютне (absolute) миттєве значення	$ x $
максимальне значення (maximum value)	x_m
пікове значення (peak value)	x_{mm}
мінімальне значення (minimum value)	x_{min}
низинне значення (valley value)	x_v
значення розмаху (peak-to-valley value)	x_e

Символ величини, яка є залежною від часу, сам по собі передбачає залежність від часу, тому він показує миттєве значення.

Коли у тексті застосовуються великі та малі літери, малі літери слід застосовувати для позначення миттєвих значень, а великі літери – для позначення середніх (у тому числі й середньоквадратичних) значень. Якщо таке розрізнення не вдається застосувати, то для того, щоб підкреслити, що дана величина є миттєвою, до її позначення слід додати літеру t у дужках.

Приклади:

i – миттєве значення залежного від часу електричного струму;

I – його середньоквадратичне значення;

$\Phi(t)$ – миттєве значення залежного від часу магнітного потоку.

0,000 001 – одна мільйонна.

Примітка. Літеру t як правий індекс не слід застосовувати для позначення миттєвих значень, тому що такий спосіб зазвичай застосовується для позначення диференціювання за часом.

6.3. Послідовність та розташування інформаційних індексів

Для позначення характеристик окремих компонент величин, що змінюються у часі, застосовують послідовності інформаційних індексів. Розташування у послідовності має певне значення. Наприклад, X_{ABC} позначає певну компоненту величини X . Перша складова зазначеної послідовності визначає тип компоненти: 0 – постійна частина (constant part), а – змінна частина (alternating component), b – періодична або неперіодична компонента, яка повільно змінюється у часі (slowly changing component, periodic or non-periodic). Друга складова послідовності визначає окрему компоненту (наприклад, показує її номер). Третя складова послідовності подає асоційоване значення наприклад, мінімальне, максимальне, пікове значення тощо).

Як приклад, на рис. 1 зображені складові величини x , що змінюється у часі не періодично. Змінна складова x_a величини x є періодичною з піковим значенням $x_{a,m}$ (a). Неперіодична компонента, яка повільно змінюється у часі x_b (b), має пікове значення $x_{b,m}$ і складається з двох компонент – x_{b1} (c) та x_{b2} (d).

Складова x_{b1} має максимальне (найбільше) значення $x_{b1,m}$, а складова x_{b2} – мінімальне (найменше) значення $x_{b2,min}$. Величина x , що змінюється у часі не періодично (е), має пікове значення x_{mm} , низинне значення x_v (в усталеному стані) та значення розмаху x_e .

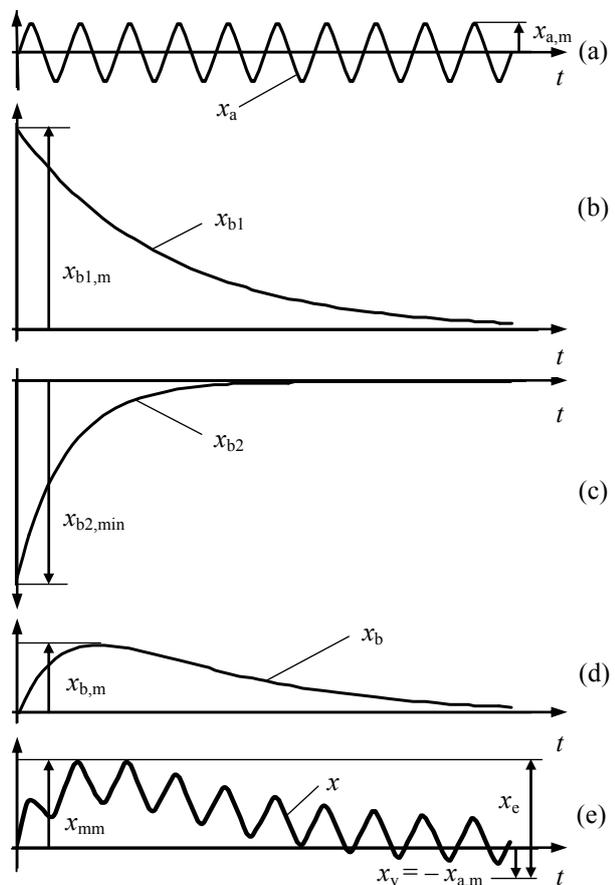


Рис. 1 (Figure 1)

Аби уникнути надто довгих індексів при зображенні періодичної несинусоїдальної величини за допомогою ряду Фур'є (Fourier series), застосовують, наприклад, ліві верхні індекси для позначення порядку компоненти (гармоніки):

$$x_2 = {}^0X_2 + {}^1x_{2,m} \cdot \sin(\omega t + {}^1\alpha_2) + {}^2x_{2,m} \cdot \sin(2\omega t + {}^2\alpha_2) + \dots$$

У цьому виразі позначено: x_2 – періодична несинусоїдальна величина; 0X_2 – постійна частина (constant part) або нульова гармоніка величини x_2 ; ${}^1x_{2,m}$ – амплітуда першої гармоніки (fundamental component) величини x_2 ; ω – кутова частота (angular frequency) коливань першої гармоніки величини x_2 ; t – час (time); ${}^1\alpha_2$ – фазний кут першої гармоніки величини x_2 ; ${}^2x_{2,m}$ – амплітуда другої гармоніки (2nd harmonic) величини x_2 ; ${}^2\alpha_2$ – фазний кут другої гармоніки величини x_2 ; ...

6.4. Одиначні функції

При розрахунках перехідних процесів застосовують різні одиначні функції: (базовий) одиначний крок ((general) unit step), одиначний крок Хевісайда (Heaviside unit step), функція знаку (function sign, signum), одиначна лінійно зростаюча функція (unit ramp), одиначна імпульсна функція (Dirac function, unit pulse, unit impulse), подвійна одиначна імпульсна функція (unit doublet).

Графіки одиначних функцій та їх позначення наведені нижче у таблиці.

Назва (Name)	Графік (Graph)	Символи (Symbols)
(general) unit step		$\delta^{(-1)}(t)$ $S^{(-1)}(t)$
Heaviside unit step		$\varepsilon(t)$
function sign, signum		$\text{sgn } t$
unit ramp		$t \cdot \varepsilon(t)$
Dirac function, unit impulse		$\delta(t), \delta^{(0)}(t)$ $S(t), S^{(0)}(t)$
unit doublet		$\delta'(t), \delta^{(1)}(t)$ $S'(t), S^{(1)}(t)$

Додаток А

ГРЕЦЬКИЙ АЛФАВІТ (THE GREEK ALPHABET)

alpha	альфа	A α	A α	nu	ню	N ν	N ν
beta	бета	B β	B β	xi	ксі	Ξ ξ	Ξ ξ
gamma	гамма	Γ γ	Γ γ	omicron	омікрон	O o	O o
delta	дельта	Δ δ	Δ δ	pi	пі	Π π, ϖ	Π π, ϖ
epsilon	епілон	E ε, €	E ε, €	rho	ро	P ρ	P ρ
zeta	зета	Z ζ	Z ζ	sigma	сіґма	Σ σ	Σ σ
eta	ета	H η	H η	tau	тау	T τ	T τ
theta	тета	Θ θ, θ	Θ θ, θ	upsilon	апсілон	Υ υ	Υ υ
iota	йота	I ι	I ι	phi	фі	Φ φ, ϕ	Φ φ, ϕ
kappa	каппа	Κ κ, κ	Κ κ, κ	chi	хі	Χ χ	Χ χ
lambda	лямбда	Λ λ	Λ λ	psi	пси	Ψ ψ	Ψ ψ
mu	мю	Μ μ	Μ μ	omega	омега	Ω ω	Ω ω

У наступних номерах журналу ми маємо намір навести (як додатки до даної публікації) таблиці символів величин, символів одиниць виміру, а також найбільш розповсюджених індексів згідно з рекомендаціями ІЕС 60027-1.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- ГОСТ 1494-77. Електротехніка. Буквенные обозначения основных величин. – М.: Стандарты, 1981. – 392 с.
- IEC 60027-1. Letter symbols to be used in electrical technology. Part 1: General. Sixth edition, 1992. Corrected and reprinted 1995-03-31. – 115 p.
- <http://www.electropedia.org/>
- ISO/IEC Directives. Supplement – Procedures specific to IEC: Second edition, 2004. – 62 p.
- Клименко Б.В. Комутаційна апаратура, апаратура керування, запобіжники. Терміни, тлумачення, коментарі. – Навчальний посібник. – Харків: Талант, 2008. – 228 с.
- Клименко Б.В. Електричні та магнітні пристрої, електричні аксесуари, електричні установки. Терміни, тлумачення, коментарі. – Навчальний посібник. – Харків: Точка, 2009. – 272 с.

Надійшла 30.08.2010

Клименко Борис Володимирович, д.т.н., проф.
 Національний технічний університет
 "Харківський політехнічний інститут"
 Україна, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ",
 кафедра "Електричні апарати"
 тел. +38 057 707 62 81, +38 050 653 49 82
 e-mail: kbv@kpi.kharkov.ua, b.v.klymenko@mail.ru

Від редакції. Дану публікацію не слід розглядати як намір змінити вимоги щодо оформлення статей в журналі «Електротехніка і електромеханіка». Публікуючи цей матеріал, ми мали за мету лише ознайомлення читачів з тим, які правила стосовно літерних позначень величин вже багато років діють у світі відповідно до рекомендацій ІЕС та ISO.