



ЗМІСТ

Електротехніка. Визначні події. Славенні імена

Баранов М.И.	Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 3: Открытие и изучение строения атома вещества	3
Батыгин Ю.В., Гнатов А.В.	Исторические аспекты возникновения магнитно-импульсного притяжения тонкостенных листовых металлов	10

Електричні машини та апарати

Байда Е.И.	Влияние добавочного сопротивления на время трогания двухпозиционного приводного электромагнита с магнитной защелкой вакуумного выключателя среднего напряжения	13
Белікова Ю.О., Бондар Р.П., Голенков Г.М., Подольцев О.Д.	Моделювання коливального руху віброплощинки для ущільнення бетонної суміші з лінійним магнітоелектричним двигуном	16
Жемеров Г.Г., Ивахно В.В., Ковальчук О.И.	Расчет мощности потерь и температуры структуры транзисторно-диодных модулей при компьютерном моделировании преобразователей	21
Канов Л.Н.	Расчет режима системы автономного электроснабжения переменного тока малой мощности	29
Клименко Б.В., Кохановський В.О.	Огляд та перспективи розвитку матеріалів для контактів електромеханічних апаратів низької напруги	34
Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А.	Синтез нейросетевого регулятора NARMA-L2 CONTROLLER для системы наведения и стабилизации	41
Омельяненко В.И., Любарский Б.Г., Якунин Д.И.	Влияние параметров исполнительного механизма на показатели работы линейного двигателя в системе привода наклона вагонов скоростных поездов	47
Стрелец А.А.	Определение оптимального расположения электродов пьезопривода форсунки	53

Теоретична електротехніка

Баранов М.И.	Расчетная оценка толщины слоя индукционных электрических зарядов в металлическом проводнике	56
Придубков П.Я., Хоменко І.В.	Про взаємодію елементарних зарядів з електричним стаціонарним полем	59

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Коляда Ю.Е., Доценко В.И., Недзельский О.С., Пличко А.В., Понуждаева Е.Г.	Передвижная электрофизическая установка ГИТ-20 для электроимпульсной обработки шламов металлургического производства	62
Скобликов А.Ю.	Результаты моделирования процесса проникновения электрического поля внутрь структурно-неоднородного электромагнитного экрана	66

Електротранспорт

Маренич О.О.	Підвищення надійності кіл опалення електровозів ЧС4 та ЧС8	72
--------------	--	----

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.

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

Електронна копія журналу «Електротехніка і Електромеханіка», який зареєстровано у Міжнародній системі реєстрації серійних (періодичних) видань під стандартизованим кодом ISSN 2074-272X, надсилається до Національної бібліотеки України ім. В.І. Вернадського. Електронна версія журналу представлена на сайті <http://nbuv.ton.gov.ua> в розділі «Інформаційні ресурси / Наукова періодика України» починаючи з 2009 року.

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

М.И. Баранов

АНТОЛОГИЯ ВЫДАЮЩИХСЯ ДОСТИЖЕНИЙ В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ. ЧАСТЬ 3: ОТКРЫТИЕ И ИЗУЧЕНИЕ СТРОЕНИЯ АТОМА ВЕЩЕСТВА

Наведено короткий нарис з усесвітньої історії вивчення і відкриття будови атомів матерії, що має фундаментальне значення для людства при пізнанні природи, розвитку науки і техніки.

Приведен краткий очерк из всемирной истории изучения и открытия строения атомов материи, имеющего фундаментальное значение для человечества при познании природы, развитии науки и техники.

ВВЕДЕНИЕ

Человечество в своей долгой истории многими столетиями шло к научному пониманию устройства окружающей природы и основ мироздания. Развив технику и накопив знания об устройстве макрообъектов, люди стали активно интересоваться устройством микрообъектов, образующих эти макрообъекты. Так шаг за шагом земляне проникали в скрытые от невооруженного человеческого взора завораживающие особенности строения материи и постепенно одну за другой открывали подлинные тайны нашей природы. Первооткрыватель периодического закона химических элементов, выдающийся русский ученый-химик Дмитрий Иванович Менделеев (1834-1907 гг.) [1] резко ощущал научную неудовлетворенность от того, что в то далекое от нас время (второй половины 19-го и начала 20-го столетий) он не мог ответить ни себе ни другим людям на вопрос о глубинных причинах открытой им в 1869 году периодичности изменения свойств элементов или видов (сортов) атомов [1, 2]. По этому поводу он тогда говорил следующее [3]: *"Не зная ничего о природе элементов, мы не понимаем причины периодического закона. Лишь накапливая испытанные законы, то есть служа добыче истины, мы можем надеяться мало-помалу поднять завесу, скрывающую от нас причины тайны природы"*. Д.И. Менделеев как истинный ученый не сомневался, что в скором времени эти причины будут раскрыты мировой физической и химической наукой. Для их раскрытия ученым было необходимо, прежде всего, понять и изучить устройство многообразных микроскопических "кирпичиков" мироздания – атомов вещества.

1. ВКЛАД РУССКИХ УЧЕНЫХ В ТЕОРИЮ СТРОЕНИЯ АТОМОВ

Здесь следует отметить то, что еще в самом начале 19-го столетия (задолго до открытия периодического закона химических элементов) русский ученый, профессор Московского университета имени М.В. Ломоносова Михаил Григорьевич Павлов высказывал достаточно определенные мысли о возбуждении электрических сил в процессе химических превращений веществ и об участии *электрических зарядов* в построении атомов известных науке элементов [1, 3]. По этому поводу он в 1819 году написал [3]: *"Элементы имеют планетарное строение"*. Относительно строения простейшего из атомов – атома водорода *H* он, опережая тогдашнюю науку почти на столетие, утверждал следующее [3]: *"Первый элемент построен из "плюс" и "минус" электрического заря-*

да". Как гениально этот русский ученый-химик предвосхитил созданные лишь в первые десятилетия 20-го столетия научные представления о строении этого самого простейшего атома вещества! К этому следует добавить то, что в начале 90-х годов 19-го столетия в журнале Русского физико-химического общества (РФХО) была опубликована серия статей другого русского ученого Б. Чичерина о строении атомов в связи с открытой не так давно в России периодической системой химических элементов Д.И. Менделеева. В них он писал [3]: *"Атом не есть простое, однородное тело, как обыкновенно предполагают, держась древних метафизических представлений. Он образует сложное соединение, которое имеет центр и окружность. Находящаяся на его окружности масса не сливается с центральным ядром, а отстаёт от него на некотором расстоянии"*. По представлению этого русского ученого-физика получалось, что атом представляет собой подобие микроскопической солнечной системы с центральным ядром и сгруппировавшимися вокруг него телами "окружности". Центральное ядро атома несет *положительный электрический заряд*, который компенсируется *отрицательным электрическим зарядом* тел указанной "окружности" [2, 3]. По мнению русского физика Б. Чичерина, строение данной "окружности" атома и число ее отрицательно заряженных тел, а также число и размеры круговых орбит этих тел, вращающихся вокруг центрального ядра атома, зависит от положения химического элемента в периодической системе Д.И. Менделеева [3]. Причем, по его утверждению, чем дальше расположен химический элемент в периодической таблице элементов Д.И. Менделеева, тем больше у него должно быть орбит на упомянутой "окружности" атома. В своих статьях в журнале РФХО он считал, что соединение атомов в молекулы происходит путем взаимодействия внешних отрицательно заряженных частей этих атомов [3]. Какое поразительное интуитивное видение и предсказание по строению и соединению атомов вещества! Необходимо подчеркнуть то, что в указанных работах Б. Чичерина периодический закон Д.И. Менделеева [1, 2] стал впервые выступать в качестве незаменимого химико-физического инструментария для раскрытия тайн построения атомов земной материи.

Большим вкладом в физическую науку об атомах стали экспериментальные исследования выдающегося русского ученого-физика Александра Григорьевича Столетова (1839-1896 гг.) по взаимодействию света с веществом [2, 3]. Эти актиноэлектрические опыты А.Г. Столетова (таким термином их называл сам ав-

тор, а по существу это были исследования фотоэлектрического эффекта, открытого в 1887 году выдающимся немецким физиком Генрихом Герцем (1857-1894 гг.) [2, 4]), выполненные им в период 1888-1889 годов, показали, что при облучении светом от "вольтовой" дуги (в том числе и ультрафиолетовыми лучами) любое электронейтральное тело приобретает **положительный электрический заряд**. Если же облучению указанными световыми лучами с определенной длиной их волны подвергнуть электрически отрицательно заряженное тело, то оно может потерять свой избыточный **отрицательный электрический заряд**. В первом случае из опытов А.Г. Столетова следовало, что световые лучи удаляли из физического тела отрицательное электричество. Вследствие чего оно становилось электрически положительно заряженным. Во втором случае под действием света электрически заряженное тело теряло приданное ему опять-таки отрицательное электричество. Откуда же берется у электронейтрального тела отрицательное электричество? Не входит ли оно в состав его (этого тела) материала и соответственно атомов? Вот к таким любопытным вопросам и мыслям приводили самого А.Г. Столетова результаты его данных экспериментальных исследований со светом. Ясно увидев природу этого физического явления, он однако до открытия носителей элементарного отрицательного электричества – электронов еще не мог раскрыть его подлинную сущность. Хотя он тогда писал [2]: "*Лучи вольтовой дуги, падая на поверхность отрицательно заряженного тела, уносят с него заряд*". Это позже выяснилась физическая сущность исследуемого им нового явления – происходило вырывание электронов световыми квантами (порциями) энергии из структуры тела.

Следует указать, что к аналогичным научным мыслям и физическим выводам приводили А.Г. Столетова и результаты его иных исследований, связанных, в частности, с поведением электрически нейтральных металлов при их интенсивном нагревании. Из-за значительного нагрева (резкого повышения температуры) их металлической структуры они приобретали избыточный **положительный электрический заряд**. Данный электрический заряд мог возникать вследствие потери нагреваемым металлом части входящих в его состав носителей отрицательного электричества (как выяснилось чуть позже – свободных отрицательно заряженных электронов, открытых в 1897 году выдающимся английским физиком Джозефом Томсоном (1856-1940 гг.) при экспериментальном исследовании прохождения электричества в электрогазоразрядной трубке [2, 4]). Но все вещества состоят из микроскопических атомов. Значит, при определенных внешних воздействиях на вещество (например, при его облучении светом или нагреве) именно атомы вещества теряют свое отрицательное электричество. Поэтому эти опытные физические данные приводили ученых к заключению, что атомы представляют собой сложные микрочастицы (корпускулы) вещества, состоящие, по крайней мере, из двух микрочастей, несущих отдельно отрицательное и положительное электричество. Причем, микроносители **отрицательного электричества** должны находиться в наружных частях атомов, а микроносители **поло-**

жительного электричества – в их внутренних центральных частях [1, 3]. Экспериментальные результаты русского ученого-физика А.Г. Столетова подтверждали теоретические выводы другого русского ученого-химика Д.И. Менделеева о сложности строения и делимости атомов химических элементов. Установление учеными-физиками электрических свойств атомов вещества существенно облегчило дальнейшую разработку моделей их строения. Эти научные данные способствовали углублению наших знаний о строении атомов вещества и возникновению в научном мире новых воззрений на природу материи.

2. ВКЛАД АЗИАТСКИХ И ЕВРОПЕЙСКИХ УЧЕНЫХ В ТЕОРИЮ СТРОЕНИЯ АТОМОВ

Первые математические модели атомов. Большинство первых расчетных моделей атомов вещества базировались на представлениях классической электродинамики и механики. Открытие Д. Томсоном электронов (за их открытие ему была присуждена Нобелевская премия по физике за 1906 год) указывало на то, что электроны являются составными частями атомов всех веществ. Из опытов Д. Томсона следовало, что постоянный электрический ток в электрогазоразрядной трубке у ее анода представлял собой поток электронов, образовавшихся в результате ионизации атомов присутствующего в трубке газа. Экспериментальные данные Д. Томсона свидетельствовали о том, что при отрицательном электрическом заряде e_0 электрона, равном по модулю положительному заряду ядра атома водорода H , масса электрона m_e оказывается примерно в тысячу раз меньше массы атома водорода H (согласно современным данным в 1836 раз [4, 5]). Данный результат был ошеломляющим. Из-за такой новизны его первое научное сообщение по исследованию прохождения катодных лучей через газы и открытию мельчайших частиц вещества – электронов в Лондонском Королевском обществе (Английской Академии наук) было встречено с определенной долей недоверия [2]. Тем не менее, в 1904 году японским физиком Хантаро Нагаока (1865-1950 гг.) была предложена **планетарная модель** строения атома, которая была по существу аналогична указанным выше моделям русских ученых: в центре атома находится положительно заряженное ядро, а вокруг него по установленным кольцевым орбитам движутся отрицательно заряженные микроскопические "планеты" – электроны (сам Д. Томсон первоначально называл их просто корпускулами) [2]. При радиальных смещениях этих электронов атомов возбуждаются электромагнитные волны, частотный спектр которых, по расчетным оценкам Х. Нагаока, имел тот же порядок, что и частоты спектральных линий некоторых химических элементов. В сферической **электромагнитной модели** строения атома, предложенной упомянутым выше английским физиком Д. Томсоном, его положительное и отрицательное электричество было распределено по атомной сфере [2]. Так, согласно этой модели в простейшем атоме вещества – атоме водорода H его единственный электрон должен был находиться в центре положительно заряженной сферы. Действующая на этот внутренний электрон квазиупругая сила электростатического притяжения к внешней по-

ложительно заряженной сфере атома вызывает колебания электрона. Частота этих колебаний электрона, определяемая радиусом сферы атома, электрическим зарядом и массой электрона, по расчетным оценкам Д. Томсона совпадала с частотой колебаний света в спектральных линиях атома водорода *H*. Для многоэлектронных атомов их электроны разбивались на группы, располагавшиеся по устойчивым конфигурациям, рассчитанным Д. Томсоном. Отметим, что предложенная Д. Томсоном модель строения атома оказалась несовместимой с данными экспериментальных наблюдений в атомной и ядерной физике [2, 5].

Планетарно-ядерная модель атома Резерфорда. Предтечей создания данной модели атома явился ряд исследований выдающегося английского физика Эрнеста Резерфорда (1871-1937 гг.) и его учеников в области радиоактивных превращений и внутриатомных процессов. Э. Резерфорд (рис. 1) в 1903 году с молодым английским ученым Фредериком Содди (1877-1956 гг.), ставшим лауреатом Нобелевской премии по химии за 1921 год, пришли к выводу о том, что из "эманации" радия *Ra* (продукта его радиоактивного распада [6]) получается инертный газ гелий *He* [2]. Кроме того, они сформулировали закон радиоактивного распада элементов и показали, что радиоактивность известных элементов уменьшается во времени по закону убывающей экспоненты [2, 5].



Рис. 1. Эрнест Резерфорд (1871-1937 гг.)

За эти научные достижения Э. Резерфорду была присуждена Нобелевская премия по химии за 1908 год. В 1909 году Э. Резерфорд и его помощник в радиоактивных исследованиях Ройдс, работая в Манчестерском университете, неопровержимо доказали то, что α -частица, испускаемая радием *Ra*, является дважды ионизированным атомом гелия *He* (с современных научных позиций она представляет собой его ядро и имеет в ядерной физике обозначение ${}^2_4\text{He}$) [2]. Изучая в Манчестерской физической лаборатории совместно с известным немецким физиком Хансом Гейгером (1882-1945 гг.), ставшим создателем первого счетчика элементарных частиц – счетчика Гейгера, прохождение α -частиц через тонкие металлические пластинки (фольги), они установили поразительный факт – существование их больших углов рассеяния при взаимодействии с этими пластинками [2]. Э. Резерфорд, используя электромагнитную модель атома Томсона, подсчитал, что она не может давать больших углов рассеяния α -частиц, бомбардирующих исследуемые пластинки. На основании этого и получен-

ных им результатов он для истолкования внутриатомных процессов обращается к **планетарной модели атома** вещества. В марте 1911 года в своем докладе в Манчестерском философском обществе он говорил следующее [2]: "*Рассеяние заряженных частиц может быть объяснено, если предложить такой атом, который состоит из центрального электрического заряда, сосредоточенного в точке и окруженного однородным сферическим распределением противоположного электричества равной величины. При таком устройстве атома α - и β -частицы, когда они проходят на близком расстоянии от центра атома, испытывают большие отклонения, хотя вероятность такого отклонения мала*". В 1913 году ученики Э. Резерфорда – Г. Гейгер и Марсден совместно со своим учителем экспериментальным путем пришли к важному заключению о том, что ядро атома обладает положительным электрическим зарядом и несет в себе почти всю массу атома [2]. На долю периферийных связанных электронов атома, окружающих ядро атома, приходится крайне незначительная доля массы атома. Например, согласно современным данным на долю 82 связанных электронов атома свинца *Pb* с атомным весом (атомной массой) 207,21 [2,5] приходится лишь вес 0,045 (около 0,02 % от общего веса атома). При этом число элементарных зарядов ядра атома оказалось прямо пропорциональным атомному весу химического элемента. Следует подчеркнуть то, что до этих работ в 1913 году Э. Резерфорд знак (полярность) электрического заряда ядра атома вещества для себя считал неопределенным [2, 4]. Оказалось, что диаметр ядра атома вещества составляет порядка 10^{-15} м, а диаметр самого атома примерно в 10^5 раз больше диаметра его ядра и составляет порядка 10^{-10} м [3, 5]. Все остальное пространство в атоме вещества занимает вакуум (этот термин происходит от латинского слова "*vacuum*" – "*пустота*" [7]). Доля пустоты (вакуума) в атомах всех химических элементов оказалась настолько большой, что эта тайна природы вызвала у ученых-физиков неимоверное удивление. В результате открытия ядра атома вещества в ходе указанных выше исследований Э. Резерфордом в 1913 году была предложена **планетарно-ядерная модель атома**.

Важным этапом в изучении строения атомов материи стало использование в экспериментальных исследованиях их свойств открытого в 1895 году известным немецким физиком Вильгельмом Рентгеном (1845-1923 гг.) X-лучей или "рентгеновского излучения". За его открытие В. Рентген в 1901 году стал первым лауреатом Нобелевской премии по физике [2]. Следует напомнить читателю, что существует два вида рентгеновского излучения (суперкоротких электромагнитных волн с длиной волны от 10^{-7} до 10^{-14} м) [5, 8]: *первый вид* – тормозное (непрерывное) рентгеновское излучение, вызванное процессом взаимодействия ускоренных в вакуумной электроразрядной трубке свободных электронов с поверхностью ее металлического электрода-анода; *второй вид* – характеристическое (линейчатое) рентгеновское излучение, определяемое процессом возбуждения ускоренными в вакуумной электроразрядной трубке свободными электронами связанных электронов на внутренних

орбитах атомов металла ее электрода-анода и их переизлучением из-за переходов этих возбужденных связанных электронов на внешние и далее опять на внутренние орбиты данных атомов. Характеристическое рентгеновское излучение по сравнению с торчозным рентгеновским излучением является более коротковолновым (более высокочастотным) и поэтому более жестким (соответственно и энергетически более сильным) излучением. С учетом этого в 1913 году Э. Резерфорд поручил своему молодому талантливому ученику Генри Мозли (1887-1915 гг.), погибшему на европейском поле сражений Первой мировой войны, исследовать характеристическое рентгеновское излучение, получаемое при бомбардировке быстрыми свободными электронами электродов-анодов, выполненных из различных химических элементов. Г. Мозли в ходе этих экспериментальных исследований установил, что длина волны λ_r этого излучения зависит от величины заряда ядра атома того элемента, который подвергался воздействию быстрых свободных электронов, ускоренных в вакуумной электроразрядной (рентгеновской) трубке [2, 5]. Поэтому, зная длину λ_r соответствующей волны характеристического рентгеновского излучения, можно было с учетом полученной им эмпирической зависимости вычислить величину электрического заряда ядра атома исследуемого в рентгеновской трубке химического элемента (металла ее электрода-анода). На основании этой опытной зависимости Г. Мозли определил величину зарядов ядер атомов первоначально для цинка Zn (была равна 30), железа Fe (была равна 26) и свинца Pb (была равна 82) [2, 3]. Найденные величины электрических зарядов ядер указанных атомов в точности совпадали с номерами клеток, в которых размещались эти химические элементы в периодической системе элементов Д.И. Менделеева [1, 5]. Обсудив эти результаты с Э. Резерфордом, Г. Мозли решил исследовать опытные зависимости между рентгеновскими спектрами и электрическими зарядами ядер атомов для более широкого круга химических элементов. Его тщательные рентгеновские исследования иных элементов (металлов) также подтвердили их предварительный вывод: найденные опытным путем величины зарядов их атомных ядер численно совпадали с номерами соответствующих химических элементов в периодической таблице элементов Д.И. Менделеева [2, 5]. Так исторически была установлена в 1913 году главная характеристика атомов вещества – величина **положительного электрического заряда** атомного ядра, определяющая их место в периодической системе химических элементов. По предложению ученых бывшего СССР число, выражающее величину положительного электрического заряда ядра атома и соответственно порядковый номер химического элемента в указанной системе элементов в знак научной заслуги автора периодического закона, во всем мире стали называть числом Менделеева [2, 3]. Определение числа Менделеева для всех известных землянам химических элементов позволило решить сразу две научные задачи: во-первых, определить их окончательное место в периодической системе элементов Д.И. Менделеева и, во-вторых, определить количество связанных электронов, вра-

щающихся вокруг положительно заряженного ядра в атоме каждого элемента. Данное количество отрицательно заряженных связанных электронов для любого сорта атома (элемента) было равно величине положительного электрического заряда его ядра (числу Менделеева). Далее исторически перед физической и химической наукой встал трудный вопрос о расположении связанных электронов вокруг ядра атома (об электронной оболочке атомов), форме и размерах их орбит и порядке их застройки электронами. В конце концов и этот вопрос учеными в рамках планетарно-ядерной модели атома был разрешен (эти особенности построения электронной оболочки атомов с учетом известных данных из атомной физики автором были изложены в научно-популярной форме в [4, 9] и вкратце будут представлены ниже).

Квантово-ядерная модель атома Бора. Планетарной модели атома Резерфорда был присущ один серьезный и непреодолимый в рамках классической электродинамики недостаток: атом вещества, построенный на основе этой модели, был неустойчивой электродинамической системой. Согласно законам электродинамики связанные электроны атома, совершающие вокруг атомного ядра на своих орбитах круговые периодические движения, должны были непрерывно излучать электромагнитную энергию. Теряя со временем эту излучаемую из электронной оболочки атома энергию, связанные электроны атома были вынуждены "падать" на его ядро. В действительности же такие явления в атомах вещества не наблюдались. Кроме того, такие движения связанных электронов атома не могли приводить к уже известным и наблюдаемым на то время линейчатым спектрам атомов, характерным для каждого вида (сорта) атома вещества. Выдающемуся датскому физико-теоретику Нильсу Бору (1885-1962 гг.) эти недостатки планетарной модели атома Резерфорда были хорошо известны. Известно ему было и то, что величина электрического заряда ядра атома соответствовала числу связанных электронов в нем и определялась местом химического элемента (сорта атома) в периодической системе элементов Д.И. Менделеева [2, 5]. Исходя из такого понимания физико-химических свойств элементов, Н. Бор (рис. 2) в 1913 году в своей знаменитой серии статей на общую тему "*О строении атомов и молекул*" предложил на основе положений тогда только зарождающейся квантовой механики более совершенную, чем планетарная модель атома Резерфорда, квантовую модель строения атома вещества [2, 4]. Революционной и отличительной особенностью новой модели атома было квантование энергии его связанных электронов. Эта модель базировалась на теории дискретных квантов действия (этот термин происходит от латинского слова "*quantum*" – "*порция*" [7]) выдающегося немецкого физико-теоретика Макса Планка (1858-1947 гг.), удостоенного за их открытие Нобелевской премии по физике за 1918 год [2]. Н. Бор в своей новой модели атома вещества гипотетически предложил чуждые классической физике новые представления, согласно которым любой атом может находиться в дискретном ряде стационарных энергетических состояний, не сопровождающихся излучением энергии. Переход любого атома из нормального в

возбужденное энергетическое состояние может происходить только путем поглощения его связанными электронами кванта света лишь соответствующей величины. В квантовой модели атома Бора связанные электроны атома могли поглощать (излучать) только строго определенные порции (кванты) энергии [5].



Рис. 2. Нильс Бор (1885-1962 гг.)

В данной модели атома квантование энергии связанных электронов атома вещества вызывало и квантование их круговых орбит (энергетических уровней) вокруг центрального положительно заряженного атомного ядра. Связанный электрон атома, получив извне определенную порцию энергии, переходил (перескакивал) на более удаленную от ядра атома орбиту. Потеряв (излучив) сразу всю дополнительно полученную порцию энергии, этот связанный электрон совершал скачок (переход) с удаленной от ядра атома орбиты на свою первоначальную и более близко расположенную к атомному ядру орбиту [2, 5]. Причем, этот скачок он (электрон) совершал, минуя все промежуточные и дискретно заданные этой моделью электронные орбиты. На основе модели атома Бора можно было определить его ряд квантованных параметров: орбитальную скорость v_{en} связанных электронов, радиус r_{en} их круговой орбиты, энергию ΔE_n и частоту $\nu_n = \Delta E_n / h$ квантов его излучения, где $n=1,2,3,\dots$ – целое число, равное порядковому номеру электронной орбиты в атоме по мере ее удаления от его ядра (главное квантовое число, соответствующее номеру периода в периодической системе химических элементов Д.И. Менделеева [4, 5]), $h=6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка, а ΔE_n – разность энергий электрона между соответствующими энергетическими уровнями (орбитами) электронной оболочки атома [2, 5]. Квантовая теория атома Бора позволила объяснить основной закон спектроскопии и вычислить постоянную Ридберга из фундаментальных величин заряда электрона $e_0=1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл, его массы $m_e=9,108 \cdot 10^{-31}$ кг и постоянной Планка h [2, 5]. Данная квантовая теория строения атома позволила правильно физически представить и описать экспериментально наблюдаемые частоты (длины волн) для известных линейчатых спектров атома водорода H (для серии Лаймана, Бальмера, Пашена, Брекета и Пфунда [5]). Следует отметить и то, что эта атомная теория Н. Бора в своем первоначальном виде не смогла объяснить такие экспериментальные данные атомной физики как расщепление спектральных линий атомов в сильном электрическом поле (эффект Штарка) или в сильном маг-

нитном поле (эффект Зеемана) [2, 5]. Квантовые построения Н. Бора применительно к атому вещества получили в 1914 году опытные подтверждения в известных физических опытах Джеймса Франка и Густава Герца, удостоенных за результаты этих исследований Нобелевской премии по физике за 1925 год [2, 5]. Результаты данных многолетних классических экспериментов авторитетных немецких физиков Д. Франка и Г. Герца однозначно показали, что энергия атомов изменяется дискретным (квантованным) образом со строго характерными для каждого вида (сорта) атомов количественными показателями. Ими было установлено, что, например, для атомов ртути Hg энергия поглощаемого кванта при их возбуждении и соответственно испускаемая потом энергия кванта при переходе возбужденных атомов ртути Hg в их основное нормальное состояние составляет около 4,9 эВ ($7,85 \cdot 10^{-19}$ Дж [10]). Данная энергия соответствовала энергии кванта ультрафиолетового света (излучения) с длиной волны, примерно равной 253,6 нм [4, 5]. Н. Бор за разработку своей квантово-ядерной модели атома, имеющей фундаментальное научное значение и явившейся значительным шагом вперед в описании внутриатомных процессов, был удостоен Нобелевской премии по физике за 1922 год [2, 4]. В 1915 году известным немецким физиком-теоретиком Арнольдом Зоммерфельдом (1868-1951 гг.) квантовая модель атома Бора была определенным образом усовершенствована за счет введения в нее идеи пространственного квантования. Им было предложено то, что вращение связанных электронов в атоме (химическом элементе) происходит не только по круговым, но и по эллиптическим орбитам [2, 5]. Для описания подобного движения электронов в атоме А. Зоммерфельдом дополнительно к главному квантовому числу $n=1,2,3,\dots$, соответствующему порядковому номеру круговой орбиты связанного электрона и полностью определяющему его энергию в атоме, было введено орбитальное квантовое число $l=n-1$, характеризующее форму орбиты связанного электрона в атомной (электронной) оболочке.

В 1917 году квантовая теория строения атома Бора была уточнена выдающимся немецким физиком-теоретиком Альбертом Эйнштейном (1879-1955 гг.), удостоенного за квантовую теорию фотоэффекта Нобелевской премии по физике за 1922 год, в части введения в нее квантовых представлений о вероятности различных самопроизвольных и вынужденных переходов связанных электронов в атомах вещества [2, 4]. Кроме того, в 1925 году А. Зоммерфельдом для описания электромагнитных свойств связанного электрона в атоме было введено очередное третье квантовое число – магнитное квантовое число $m_l = \pm l$, характеризующее ориентацию плоскости электронной орбиты в трехмерном атомном пространстве [2, 4]. Теория атома Бора-Зоммерфельда обеспечивала правильное описание внутриатомных процессов на энергетических уровнях водородоподобных атомов, имеющих один валентный связанный электрон, находящийся на внешнем энергетическом уровне атома. Однако она была не в состоянии правильно объяснить и описать внутриатомные процессы (например, рассеяние ускоренных электронов атомами, интенсивность и поляри-

зацию спектральных линий сложных атомов, аномальный эффект Зеемана [2, 5]) в более сложных, чем атом водорода H , многоэлектронных атомах. К 30-ым годам 20-го столетия многим физикам мира было видно, что квантовая теория атома, разработанная Н. Бором и усовершенствованная А. Зоммерфельдом, при всех своих научных достоинствах имеет и серьезные недостатки принципиального характера [4, 5].

Рассматривая квантовую модель атома Бора, необходимо отметить то, что для понимания устройства атома вещества много дал спектральный анализ, изучающий характер и происхождение различных видов излучения как от микрообъектов (атомов и молекул), так и от макрообъектов (физических тел). Крупным шагом в деле расширения возможностей спектральных исследований для изучения строения атомов были работы известного русского физика Д.С. Рождественского (1876-1940 гг.), ставшего в 1929 году академиком АН СССР [2, 3, 5]. Научные результаты, изложенные в 1920 году в его статье "Спектральный анализ и строение атома" [2], позволили дальше развить квантовую теорию строения атома Бора. Эти исследования Д.С. Рождественского легли в основу положения о связи между строением электронной оболочки тех или иных сортов атомов (элементов) и их химическими свойствами, вытекающими из размещения этих элементов в периодической системе Д.И. Менделеева.

Здесь следует отметить и то, что большую роль в изучении закономерностей, которым подчиняется устройство электронных оболочек атомов, сыграл сформулированный в 1925 году выдающимся австрийским физиком-теоретиком Вольфгангом Паули (1900-1958 гг.) принцип запрета (в современной теоретической физике он именуется "запретом Паули") [2, 5]. За открытие принципа "запрета Паули" его автор был удостоен Нобелевской премии по физике за 1945 год [2, 4]. Согласно этому принципу в одном атоме вещества не может быть двух совершенно одинаковых связанных электронов, которые не отличались бы друг от друга либо своей энергией (главным квантовым числом n), либо формой электронной орбиты вокруг атомного ядра (орбитальным квантовым числом l), либо положением электронной орбиты в атомном пространстве (магнитным квантовым числом m_l), либо направлением кругового вращения вокруг собственной оси (спиновым квантовым числом или спином $m_s = \pm 1/2$) [2, 4]. Кстати, положительное значение четвертого квантового числа – спина m_s соответствует одинаковому направлению собственного и орбитального вращения связанного электрона в атоме, а отрицательное значение спина m_s – их противоположному направлению вращения [4, 5]. В этой связи согласно фундаментальному принципу запрета Паули в атоме любого вещества в его электронной оболочке может находиться лишь один связанный электрон в энергетическом состоянии, характеризуемом только ему соответствующими значениями всех четырех квантовых чисел n , l , m_l и m_s . Так, шаг за шагом, учеными-физиками раскрывалось строение атомов вещества – этих сверхмалых "кирпичиков" мироздания.

Важно подчеркнуть здесь то, что именно особенности строения электронных оболочек атомов и объяснили, в конце концов, причины периодического изме-

нения свойств химических элементов (этих разных сортов атомов) в их естественной последовательности по атомным весам или числам Менделеева. Учеными-химиками было установлено, что химические свойства элементов обуславливаются, главным образом, строением наружных слоев электронных оболочек атомов вещества [2, 5, 10]. Эти слои атомной оболочки заполняются, как правило, по одному и тому же закону [5, 9, 10]: сначала в наружном слое одного элемента появляется один связанный электрон, у следующего за ним элемента по периодической системе (таблице) элементов Д.И. Менделеева – два электрона, затем – три электрона и так далее (например, для второго периода ($n=2$) в пределе до восьми электронов). Максимальное число электронов в слое с одинаковым главным квантовым числом n составляет величину $2n^2$ [5, 9]. Причем, в пределах каждого электронного слоя атома его электроны из-за разных значений их орбитального квантового числа l могут заселяться по разным подоболочкам (s , p , d , f , g) с числом электронов на них, равным $2(2l+1)$ [5, 9]. Необходимо помнить, что в атоме его s -подоболочке соответствует орбитальное квантовое число $l=0$, p -подоболочке – $l=1$, d -подоболочке – $l=2$, f -подоболочке – $l=3$, а g -подоболочке – $l=4$. Когда предыдущий электронный слой атома (слой с меньшим значением главного квантового числа n) со всеми своими подоболочками заполняется доотказа (полностью), начинается формирование нового последующего электронного слоя (слоя с большим на единицу значением главного квантового числа n). В периодическом повторении по мере возрастания атомного веса (числа Менделеева) элементов устройства наружных слоев электронных оболочек различных видов (сортов) атомов и заключается электрофизическая причина периодической повторяемости свойств химических элементов в периодической системе элементов Д.И. Менделеева [5].

Квантовомеханическая модель атома Шредингера. Создание в конце 20-х годов 20-го столетия выдающимся австрийским физиком-теоретиком Эрвином Шредингером (1887-1961 гг.) новой науки – волновой механики [2, 4, 5] позволило по-новому взглянуть на атомную теорию и внутриатомные процессы. Применение волнового уравнения, открытого Э. Шредингером (рис. 3) и являющегося дифференциальным уравнением 2-го порядка в частных производных, к описанию квантовомеханических процессов в водородоподобном атоме вещества показало, что распределение электронов в его атомной оболочке описывается пространственными стоячими волнами – волновыми ψ -функциями [4, 5]. Каждой стоячей электронной волне (волне Луи де Бройля, названной в честь одноименного французского автора ее открытия и лауреата Нобелевской премии по физике за 1929 год [2, 5]) соответствует строго определенная (квантованная) энергия связанного электрона (его энергетический уровень), определяемая значением найденной из решения уравнения Шредингера собственной волновой ψ -функции. Электроны атомной оболочки при данном квантовофизическом волновом подходе для анализа внутриатомных процессов могут переходить из одного энергетического состояния, описываемого одной волновой ψ -функцией, в их другое состояние, которому соответствует другая волновая ψ -функция [4, 5].



Рис. 3. Эрвин Шредингер (1887-1961 гг.)

Квадрат модуля волновой ψ -функции в заданной точке атомной оболочки определяет вероятность нахождения электрона в той или иной точке оболочки. Полученные на основе решения волнового уравнения Шредингера для атома водорода H собственные значения энергии и наиболее вероятного радиуса его s -электрона полностью совпадали с расчетными данными по планетарно-квантовой теории строения атома Бора [4, 5]. В 1927 году английский физик Джордж Томсон при исследовании дифракции электронов впервые экспериментально подтвердил существование электронных волн материи [4, 5]. В 1933 году Э. Шредингер за разработку волновой атомной теории стал лауреатом Нобелевской премии по физике [2, 4].

Протонно-нейтронная модель ядра атома. В 1932 году молодой советский физик Дмитрий Дмитриевич Иваненко (1904-1994 гг.) предложил новую модель строения ядра атома [2, 5]. Согласно этой теории Д.Д. Иваненко (рис. 4) ядра атомов всех химических элементов состоят из определенного набора всего двух микрочастиц – **положительно заряженных протонов** (открыты в 1886 году немецким физиком Е. Гольдштейном с массой $1836 \cdot m_e$ [2, 4]) и **электро-нейтральных нейтронов** (открыты в 1932 году английским физиком Д. Чэдвигом с массой $1839 \cdot m_e$ [2, 4]). Необходимо заметить, что чуть позже в том же 1932 году независимо от Д.Д. Иваненко подобную протонно-нейтронную модель ядра атома вещества разработал и выдающийся немецкий физик-теоретик Вольфганг Гейзенберг [2, 4]. Сейчас данная протонно-нейтронная модель ядра атома, подтвержденная экспериментально, является общепризнанной в мире.



Рис. 4. Дмитрий Дмитриевич Иваненко (1904-1994 гг.)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 1: Открытие периодического закона химических элементов // Электротехника і електромеханіка. – 2011. – № 2. – С. 3-9.
2. Кудрявцев П.С. Курс истории физики. – М.: Просвещение, 1974. – 312 с.
3. Степанов Б. История великого закона. – М.: Молодая гвардия, 1952. – 327 с.
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. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
6. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 2: Открытие и изучение радиоактивности химических элементов // Электротехника і електромеханіка. – 2011. – № 3. – С. 3-9.
7. Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. – М.: Русские словари, 2004. – 957 с.
8. Баранов М.И. Слабое и сильное рассеяние дрейфующих свободных электронов в металлическом проводнике с электрическим током проводимости // Технічна електродинаміка. – 2010. – № 3. – С. 3-8.
9. Баранов М.И. Электроны и земная цивилизация // Электротехника і електромеханіка. – 2009. – № 5. – С. 3-12.
10. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. – М.: Наука, 1990. – 624 с.

Bibliography (transliterated): 1. Baranov M.I. Antologiya vydayuschihysya dostizhenij v nauke i tehnikе. Chast' 1: Otkrytie periodicheskogo zakona himicheskikh `elementov // Elektrotehnika i elektromehanika. – 2011. – № 2. – S. 3-9. 2. Kudryavcev P.S. Kurs istorii fiziki. – M.: Prosveschenie, 1974. – 312 s. 3. Stepanov B. Istoriya velikogo zakona. – M.: Molodaya gvardiya, 1952. – 327 s. 4. Baranov M.I. Izbrannye voprosy `elektrofiziki: Monografiya v 2-h tomah. Tom 1: `Elektrofizika i vydayuschiesya fiziki mira. – Har'kov: Izd-vo NTU "HPI", 2008. – 252 s. 5. Kuz'michev V.E. Zakony i formuly fiziki / Otv. red. V.K. Tartakovskij. – Kiev: Naukova dumka, 1989. – 864 s. 6. Baranov M.I. Antologiya vydayuschihysya dostizhenij v nauke i tehnikе. Chast' 2: Otkrytie i izuchenie radioaktivnosti himicheskikh `elementov // Elektrotehnika i elektromehanika. – 2011. – № 3. – S. 3-9. 7. Bol'shoj illyustrirovannyj slovar' inostrannyh slov. – M.: Russkie slovari, 2004. – 957 s. 8. Baranov M.I. Slaboe i sil'noe rasseyanie drejfu-yuschih svobodnyh `elektronov v metallicheskom provodnike s `elektricheskim tokom provodimosti // Tehnichna elektrodinamika. – 2010. – № 3. – S. 3-8. 9. Baranov M.I. `Elektrony i zemnaya civilizaciya // Elektrotehnika i elektromehanika. – 2009. – № 5. – S. 3-12. 10. Yavorskij B.M., Detlaf A.A. Spravochnik po fizike. – M.: Nauka, 1990. – 624 s.

Поступила 05.01.2011

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

Baranov M.I.

An anthology of outstanding achievements in science and technology. Part 3: Discovery and study of atomic structure of matter

A brief outline from the global history of study and discovery of atomic structure of matter, which is of fundamental significance for mankind in cognition of Nature, development of science and technology.

Key words – history, atom, structure of matter.

ИСТОРИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ВОЗНИКНОВЕНИЯ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРИТЯЖЕНИЯ ТОНКОСТЕННЫХ ЛИСТОВЫХ МЕТАЛЛОВ

В статті розкриті джерела виникнення нового напрямку в МІОМ, як магнітно-імпульсне притягання тонкостінних листових металів. Проведений аналіз патенту № 3,196,649 Г.Фюрта 1965г. і обґрунтовано його неможливість практичної реалізації. Розкрита ідея використання двох джерел (високочастотного і низькочастотного) електромагнітного поля в практиці магнітно-імпульсного притягання листових металів.

В статье раскрыты истоки возникновения нового направления в МИОМ, как магнитно-импульсное притяжение тонкостенных листовых металлов. В частности, проведен анализ предложений в патенте № 3,196,649 Г.Фюрта 1965г. и показана невозможность их практической реализации. Раскрыта идея использования двух источников (высокочастотного и низкочастотного) электромагнитного поля в практике магнитно-импульсного притяжения листовых металлов.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка проблемы. Проблематика магнитно-импульсной обработки металлов (МИОМ) в современной обрабатывающей промышленности становится всё более актуальной. Доказательством этого утверждения является I Международная конференция по высокоскоростной формовке, проведенная впервые после 10-12-летнего затишья в этой области науки в марте-апреле 2004 г. Дортмундским университетом при поддержке German Research Foundation ("Collaborative Research Center") в соответствии с широкой программой международного сотрудничества "Integration of Forming, Cutting and Joining for the Flexible Manufacture of Lightweight Frame Structures" [1, 2].

Ещё большим доказательством актуальности в области МИОМ являются разработки магнитно-импульсных комплексов для внешней рихтовки корпусов самолётов, проводимые на протяжении последних 35-40 лет фирмами Boeing и Electroimpact (США) [3-5]. Работа этих комплексов основана на притяжении заданных участков листового металла посредством импульсных магнитных полей строго определенной конфигурации.

В связи с этим немалую важность представляют вопросы, связанные с таким аспектом МИОМ, как магнитно-импульсное притяжение металлов и истоки его возникновения. Это связано с тем, что сами источники, и причины их побудившие, зачастую, играют определяющую роль в развитии конкретного направления в науке и техники. Последнее в полной мере касается такого направления, как магнитно-импульсное притяжение тонкостенных листовых металлов.

Данный аспект вызывает ещё больший интерес тем, что он относится к так называемым "нетрадиционным" методам МИОМ. Традиционные же методы основаны на действии высокочастотных импульсных полей, которые способствуют появлению сил давления (нетрадиционные – сил притяжения) на обрабатываемый объект. То есть, импульсное магнитное давление на проводник эффективно только при условии резкого поверхностного эффекта, когда поле индуктора не успевает проникнуть сквозь металл заготовки за время действия импульса [3].

Анализ основных достижений и публикаций.

Идея использования энергии импульсных магнитных полей для производственных целей была высказана советским академиком Капицей П.Л. в 1920 г. Он впервые обратил внимание научной общественности на появление мощных электродинамических сил в

электротехнических установках, которые в то время использовались для исследований физических свойств материалов при воздействии сильных электромагнитных полей [1, 3].

Первооткрывателем "нетрадиционных" методов МИОМ можно считать Г. Фюрта, который в своём патенте [6] изложил идеи магнитно-импульсного притяжения листовых металлов. Представленная им техническая реализация притяжения металла к индуктору практически неосуществима и в научно-технической периодике отсутствуют сведения о её внедрении (использовании). Но сами идеи, заложенные автором патента, нашли своё дальнейшее развитие и стали основополагающими в "нетрадиционных" методах МИОМ.

Это доказывает тот факт, что инженеры "Boeing Company" Хансен и Хендриксон ссылаясь на патент Г. Фюрта предложили свои технические реализации по притяжению листовых металлов магнитно-импульсным способом и оформили их соответствующими патентами [8, 9].

Цель настоящей работы – анализ истоков возникновения такого направления в МИОМ, как магнитно-импульсное притяжение листовых металлов к источнику поля – индуктору, с критикой первых, но основополагающих предложений.

МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЕ ПРИТЯЖЕНИЕ

Одно из первых предложений по созданию инструмента для магнитно-импульсного притяжения металлов сформулировано в патенте Г. Фюрта [6]. Автором предлагается конструкция индукторной системы, состоящей из параллельно (для цилиндрической системы – коаксиально) расположенных проводящей заготовки, первичной и вторичной катушек. Первичная, или основная, катушка представляет собой многовитковый соленоид. Вторичная, или дополнительная, катушка есть одновитковый соленоид. Ниже приведены иллюстрации, представленные в патенте Г. Фюрта, где на рис. 1 представлен общий вид схемы изобретения, а на рис. 2 – вид вторичной катушки.

Первичная катушка замкнута на источник энергии. В ней протекает медленно нарастающий во времени ток, возбуждающий в системе соответствующее основное, медленно нарастающее во времени магнитное поле, проникающее сквозь металл заготовки в свободное полупространство. По достижению током своего пикового значения первичная катушка отключается.

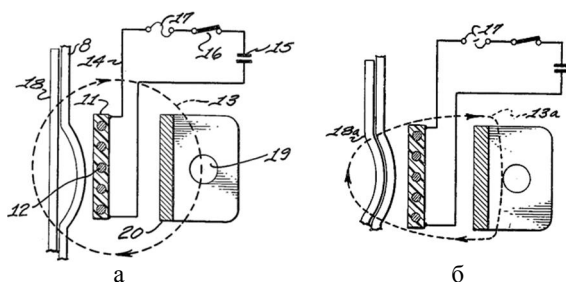


Рис. 1. Общий вид схемы изобретения Г. Фюрта:

а – до перегорания плавкой вставки;

б – после перегорания плавкой вставки

(8 – диэлектрическая матрица; 11 – первичная катушка с произвольным числом витков; 12; 13 – магнитный поток возбужденный первичной катушкой; 14 – первичная цепь; 15 – конденсатор; 16 – выключатель; 17 – плавкая вставка; 18 – заготовка; 19 – воздушный промежуток; 20 – вторичная катушка)

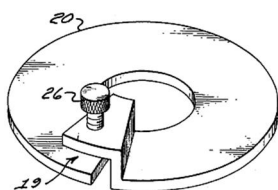


Рис. 2. Общий вид вторичной катушки: 19 – воздушный промежуток; 20 – вторичная катушка; 26 – регулировочный винт

Вторичная катушка разомкнута. Её цепь замыкается в результате электрического пробоя промежутка 19 (рис. 1) после отключения первичной катушки.

По мнению автора, в пространстве между заготовкой и вторичной катушкой произойдёт коллапс магнитного поля, в то время как поле с индукцией B , проникшее сквозь заготовку за время нарастания сигнала в цепи первичной катушки, окажет силовое давление на металл этой заготовки с амплитудой

$$P = \frac{B^2}{8\pi}, \text{ [Гаусс]}. \quad (1)$$

Для большей ясности, формулу (1) запишем в виде пондеромоторных сил – результата взаимодействия магнитного поля индуктора с проводящей средой (в системе единиц СИ). В классическом приближении суммарное давление не зависит от нюансов распределения магнитного поля в заготовке, и будет определяться лишь разностью квадратов значений касательной составляющей вектора напряжённости магнитного поля на граничных поверхностях проводящей заготовки [3],

$$P = \frac{\mu_0}{2} (H_1^2 - H_2^2), \quad (2)$$

где $H_{1,2}$ – значения напряжённости на граничных поверхностях обрабатываемого объекта.

Работоспособность индукторной системы Г. Фюрта вызывает сомнения.

Во-первых, требуемое быстрое отключение тока первичной катушки с помощью схем в патенте (например, плавкая вставка!) практически нереализуемо для токов, реальных в магнитно-импульсной обработке металлов.

Во-вторых, процесс коммутации цепи вторичной катушки за счёт электрического пробоя весьма нестабилен во времени.

В-третьих, синхронизация отключения первичной и включения вторичной катушек в предлагаемой системе практически невозможна.

В-четвертых, при требуемом достаточно малом времени отключения первичного тока протекающие электромагнитные процессы должны быть довольно высокочастотными, что соответствует резкому скин-эффекту. Последнее же означает, что индуцированные токи должны будут протекать строго под витками первичной катушки, а её металл будет надёжно экранировать и разделять электромагнитные процессы в полостях заготовка-первичная катушка и первичная-вторичная катушки. Коллапс магнитного поля в указанных полостях будет происходить по разному. Здесь также влияет асимметрия системы относительно плоскости первичной катушки.

В-пятых, в результате электрического пробоя промежутка, во вторичной одновитковой катушке образуется замкнутый контур, который способствует протеканию индуцированного электрического тока **высокой частоты** (эл. пробой означает появление высокочастотного электромагнитного поля) [7]. Как было указано выше, высокочастотное поле соответствует резкому скин-эффекту, и индуцированные этим полем токи протекают **строго** под витком. Это значит, что основная составляющая такого поля также сосредоточена под витком. Автор патента вторичную катушку разместил за первичной по отношению к заготовке (см. рис. 1), т.е. её витки будут выступать в качестве экрана для поля, созданного вторичной катушкой и полностью его экранируют (индуцированные поля, и первой, и второй катушки будут зеркальными друг, относительно друга).

Приемлемость данного предложения для реальных технологических процессов в режиме непрерывного производства также весьма сомнительна. Эти сомнения вызывают, например, использование плавких вставок и коммутаций за счёт электрического пробоя и др.

Пробой промежутка 19 (рис. 2) происходит естественным путём, вследствие появления напряжения между его контактами при воздействии индуцированного первичной катушкой электромагнитного поля. Характеристики электрического пробоя нестабильны во времени и в процессе повторения показывают очень большой (по отношению к технике МИОМ) разброс по времени [1]. Это крайне усложняет (делает невозможным) синхронизацию процесса отключения первичной катушки при пробое вторичной.

Очевидно, в силу вышеперечисленных причин индукторная система Г. Фюрта не нашла своего практического воплощения, хотя авторы следующих более поздних и более удачных проектов ссылаются на неё, как на первоисточник в направлении развития инструментов магнитно-импульсного притяжения.

К таковым относятся изобретения инженеров "Boeing Company" Хансена, Хендриксона, Зива и др.

Так в основополагающем предложении описывается аппаратура и метод устранения вмятин с поверхности неферромагнитного проводника. Основной элемент – катушка служит для того, чтобы направить поток электромагнитной энергии в ограниченную область между катушкой и листом с вмятиной. Первоначально катушка запитывается медленно изменяющимся током, а затем быстроизменяющимся противо-

положительным током, чтобы создать силу тяги [8]. Фактически, речь идёт о суперпозиции низкочастотного и высокочастотного сигналов в обмотке инструмента.

Более поздний патент заявляет авторские права на электромагнитный рихтовщик [9]. Заявленный магнитно-импульсный инструмент содержит рабочую катушку из двух частей (внешнюю и внутреннюю). Первый токовый импульс поступает в обе части, чтобы создать электромагнитное поле, которое возбуждает отталкивающую силу, действующую на проводящий объект. Второй токовый импульс, имеющий противоположную полярность по отношению к первому и меньшее время нарастания, поступает во внутреннюю катушку, где уничтожает её электромагнитное поле, и создаёт силу тяги на обрабатываемом объекте. Вся рабочая катушка размещена поверх вмятины в проводящем объекте так, что сила тяги, создаваемая внутренней катушкой, сконцентрирована на вмятине и вытягивает вмятину из листа. Одновременно, сила тяги нейтрализуется отталкивающей силой со стороны внешней катушки. Сила отталкивания стабилизирует объект для облегчения устранения вмятины. Кроме того, для стабилизации объекта обработки отталкивающая сила, создаваемая внешней катушкой, может использоваться для устранения выпуклых деформаций собственно вмятины. В отличие от предыдущего предложения здесь речь идёт о суперпозиции действующих магнитных полей в рабочей зоне инструмента, а не токов в его обмотке.

Приведенные инструменты магнитно-импульсного притяжения нашли реальное практическое применение в работах по реставрации корпусов самолётов. В последующем на базе этих разработок из корпорации Бойнга выделились фирмы "Электроимпакт" и "Флакстроник" (США), специализирующиеся именно на магнитно-импульсных технологиях по притяжению металлов [4, 5]. Общий вид магнитно-импульсных комплексов этих фирм представлен на рис. 3.

Общими недостатками систем магнитно-импульсного притяжения, основанных на суперпозиции низкой и высокой частоты (как токов, так и полей!), являются наличие двух источников энергии, сложность требуемой силовой электроники, большие затраты на требуемые комплектующие и, как следствие, низкая надёжность в эксплуатации и достаточно высокая себестоимость конечного продукта.

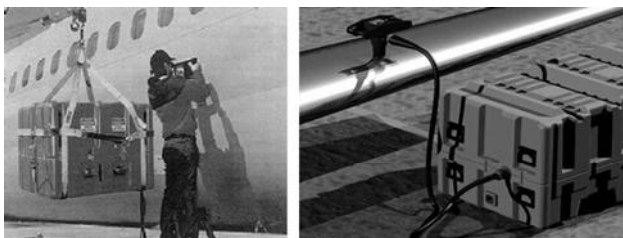


Рис. 3. Комплекс магнитно-импульсной рихтовки:
а – фирмы "Electroimpakt"; б – фирмы "Fluxtronic"

ВЫВОДЫ

1. Проанализированы истоки возникновения нового направления в МИОМ, как магнитно-импульсное притяжение тонкостенных листовых металлов.
2. Подробно рассмотрен патент Г. Фюрта [6] и обоснована его неработоспособность.
3. Раскрыты источники возникновения американско-

го направления МИОМ в области притяжения металлов. Комплексы магнитно-импульсного притяжения фирм США основаны на суперпозиции низких и высоких частот (как токов, так и полей!).

Авторы выражают глубокую признательность профессору В.М. Михайлову за инициацию настоящей работы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т., Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. – Т. 1. 2-е изд., перераб. и дополн. / Под ред. проф. Ю.В. Батыгина. – Харьков: МОСТ-Торнадо, 2003. – 284 с.
2. Proceedings of the 1-st International Conference on High Speed Forming. March 31/April 1, 2004. Dortmund, Germany. 300 p.
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 – Харьков: ХНАДУ, 2009. – 240 с.
4. www.beulentechnik.com.
5. www.electroimpact.com.
6. U.S. Pat. No. 3,196,649, Furth H. Devices for metal-forming by magnetic tension. Patented July 27, 1965.
7. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: – М.: Советское радио, 1978. В.2. – 270 с.
8. US.Pat.No.3,998,081, Hansen et al. (the Boeing Company, 1976).
9. US.Pat.No.4,986,102, Hendrickson et al. (the Boeing Company, 1991).

Bibliography (transliterated): 1. Batygin Yu.V., Lavinskij V.I., Himenko L.T., Impul'snye magnitnye polya dlya progressivnyh tehnologij. - T. 1. 2-e izd., pererab. i dopoln. / Pod red. prof. Yu.V. Batygina. - Har'kov: MOST-Tornado, 2003. - 284 s. 2. roceedings of the 1-st International Conference on High Speed Forming. March 31/April 1, 2004. Dortmund, Germany. 300 p. 3. urenko A.N., Batygin Yu.V., Gnatov A.V. Impul'snye magnitnye polya dlya progressivnyh tehnologij. Tom 3. Teoriya i eksperiment prityazheniya tonkostennyh metallov impul'snymi magnitnymi polyami: Monografiya - Har'kov: HNADU, 2009. - 240 s. 4. ww.beulentechnik.com. 5. ww.electroimpact.com. 6. S. Pat. No. 3,196,649, Furth H. Devices for metal-forming by magnetic tension. Patented July 27, 1965. 7. ajt D. 'Elektromagnitnaya sovместimost' radio`elektronnyh sredstv i neprednamerennye pomehi: - M.: Sovetskoe radio, 1978. V.2. - 270 s. 8. S.Pat.No.3,998,081, Hansen et al. (the Boeing Company, 1976). 9. S.Pat.No.4,986,102, Hendrickson et al. (the Boeing Company, 1991).

Поступила 10.01.2010

*Батыгин Юрий Викторович, д.т.н., проф.,
Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет
61002, Харьков, ул. Петровского, 25, кафедра физики
тел. (057) 700-368-53, e-mail: batygin48@mail.ru
Гнатов Андрей Викторович, к.т.н., доц.,
Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет
61002, Харьков, ул. Петровского, 25,
кафедра "Автомобильная электроника"
тел. (057) 700-38-52, e-mail: kalifus@yandex.ru*

Batygin Yu. V., Gnatov A. V.

Historical aspects of thin-wall sheet metals magnetic-pulse attraction technology origination.

In the article, origination of a new direction in Electrical Magnetic Metal Forming such as magnetic pulse attraction of thin-wall sheet metals is analyzed. Patent No. 3,196,649 (H.Furth, 1965) claim is commented. Practical realization of the suggestion is shown impossible. The idea of utilization of two sources of (high-frequency and low-frequency) electromagnetic field for sheet metals magnetic pulse attraction is analyzed.

Key words – electrical magnetic metal forming, patent, coil, intensity of a magnetic field, current.

ВЛИЯНИЕ ДОБАВОЧНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ НА ВРЕМЯ ТРОГАНИЯ ДВУХПОЗИЦИОННОГО ПРИВОДНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТА С МАГНИТНОЙ ЗАЩЕЛКОЙ ВАКУУМНОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ СРЕДНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

У статті розглянуто питання впливу додаткового електричного опору на швидкість двопозиційних електромагнітів постійного струму з магнітною защілкою.

В статті розглядається питання впливу додаткового опору на швидкість двопозиційних електромагнітів постійного струму з магнітною защілкою.

В настоящее время все более широкое распространение получают принципиально новые конструкции приводных электромагнитных механизмов – электромагнитов с магнитной защелкой. Это стало возможным благодаря появлению нового поколения магнитных материалов – высококоэрцитивных постоянных магнитов из редкоземельных металлов. В таких магнитных системах удержание подвижной части магнитопровода в конечном положении якоря осуществляется за счет магнитного поля постоянного магнита, что приводит к отсутствию потребления электроэнергии из внешней цепи в режиме удержания. Причем электромагнитная сила при достаточно малых конечных зазорах может достигать значительных величин. На сегодняшний день такие электромагнитные системы являются наиболее перспективными, а само их появление кардинально повлияло на конструкцию электрических аппаратов, сделав их более простыми и в тоже время более надежными. Все сказанное в полной мере относится и к приводным электромагнитам вакуумных выключателей среднего напряжения.

Конструкция такого электромагнита вакуумного выключателя фирмы АББ показана на рис. 1.

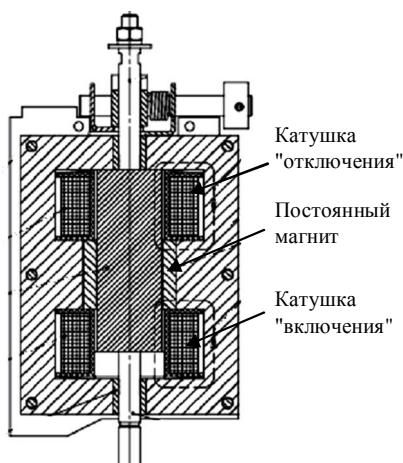


Рис. 1

Постоянные магниты (рис. 1) удерживают якорь в одном из двух устойчивых положений, а переключение положения якоря осуществляется подачей постоянного напряжения на соответствующую катушку.

При проектировании новых электромагнитов такого типа, как правило, стремятся к уменьшению габаритов устройства и снижению трудоемкости изготовления при заданных тяговых параметрах.

Одним из путей достижения этой цели является изменение конструкции электромагнита (рис. 1) на несимметричный электромагнит броневых типа, показанный на рис. 2. На рис. 2 электромагнит показан в положении "отключено" в осесимметричной системе координат. Из рис. 2 видна несимметрия верхнего и нижнего якоря, обеспечивающая требуемые силы в его начальном и конечном положениях. Такой электромагнит установлен в качестве приводного на вакуумном выключателе серии ВБ-4, выпускаемый "АВМ АМПЕР" г. Кременчуг.

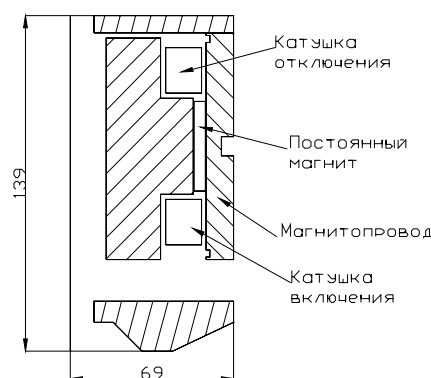


Рис. 2

Преимуществом такой конструкции является наличие двух воздушных зазоров, обеспечивающих электромагниту высокое быстродействие и значительное тяговое усилие в конечном положении якоря. Недостатком такого электромагнита являются довольно большие ампервитки включения, определяемые двумя воздушными зазорами. Известно, что

$$i \cdot w = \frac{U \cdot S_m}{l_s \cdot \rho}, \quad (1)$$

где i – ток; w – число витков; U – напряжение сети; S_m – сечение медного провода; l_s – средняя длина витка; ρ – удельное электрическое сопротивление провода.

Питание катушки осуществляется, как правило, либо от автономного источника питания, либо от емкости, либо от комбинации первого и второго источников. Однако, в любом случае, значение напряжения является нормированной величиной и равно (110-220)В постоянного тока. Следовательно, при заданных габаритах магнита повысить ампервитки системы можно только за счет увеличения сечения медного провода, которое, в свою очередь, приведет к существенному увеличению потребляемого тока:

$$i = \frac{U \cdot S_m}{\rho \cdot l_s \cdot w} \quad (2)$$

Если учесть, что увеличение сечения провода при заданных размерах катушки приводит к уменьшению числа витков, то очевидно, что ток будет значительным. Большие токи катушки ужесточают тепловой режим работы, осложняют коммутацию цепи схемой управления, а также влияют на работу автономных источников питания.

Одним из возможных вариантов решения проблемы увеличения ампервитков системы при сохранении значения напряжения является подключение к электрической цепи двух катушек [1], что позволяет увеличить ампервитки системы без увеличения напряжения источника и сечения провода.

Целью данной работы было исследование динамики изменения электромагнитной силы во времени, определение времени трогания и динамики электромагнита (рис. 2) при подключении катушек к источнику питания.

Электромагнит (рис. 2) показан в положении "отключено". Значение электромагнитной силы в начальном положении якоря магнитов равно: минус 2100 Н, а в конечном положении – 8700 Н.

Задачу расчета можно сформулировать следующим образом: провести нестационарный расчет электромагнитного поля в нелинейной, неоднородной проводящей среде при подключении катушек электромагнита на постоянное напряжение. Причем, "отключающая" катушка (которая, как правило, не используется при включении) подключалась к напряжению 220 В параллельно "включающей" через изменяемое добавочное сопротивление.

Результаты расчета для электромагнита с неподвижным якорем показаны на рис. 3.

Зависимость времени трогания (нулевое значение электромагнитной силы) от величины добавочного сопротивления показано на рис. 4.

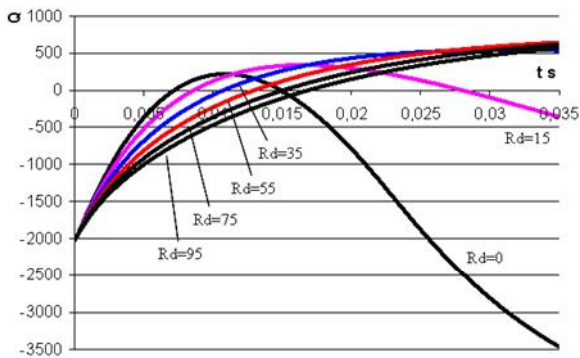


Рис. 3. Зависимость значений электромагнитной силы от добавочного сопротивления

Как следует из рис. 4, время трогания пропорционально величине добавочного сопротивления. Однако выбор небольшого значения добавочного сопротивления может не только не ускорить срабатывание, но и привести к обратному результату. Если по каким-то причинам якорь электромагнита не придет в движение, то через 15 мс электромагнитная сила меняет знак (рис. 3, $R_d = 0$ Ом) и движение будет не-

возможно. Аналогичный результат можно получить в случае снижения питающего напряжения.

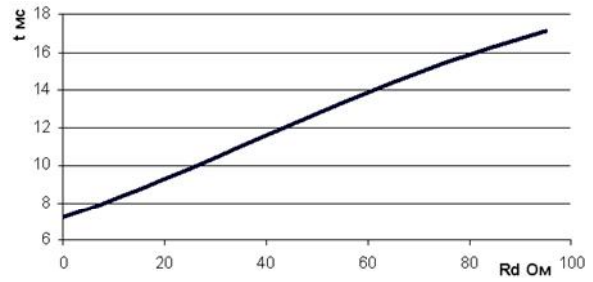


Рис. 4. Зависимость времени трогания от добавочного сопротивления

Такой же эффект наблюдается и для $R_d = 15$ Ом, но с некоторым запаздыванием. На рис. 5 показаны токи "включающей" (Tok_1) и "отключающей" (Tok_2) катушек при неподвижном якоре в случае $R_d = 0$ Ом.

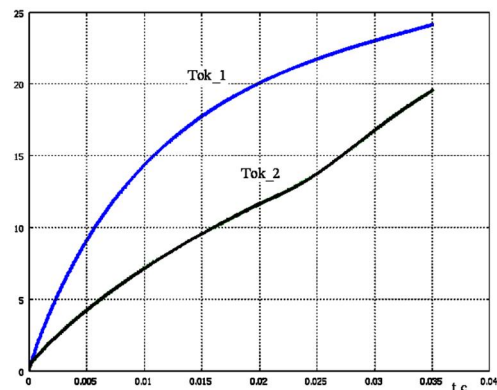


Рис. 5. Токи "включающей" и "отключающей" катушек

Из рис. 5 следует, что появлению "отрицательной" силы (рис. 3) соответствует ток "отключающей" катушки порядка 9 А. С учетом активного сопротивления катушки равного 7,8 Ом для устранения эффекта обратной силы и максимального быстродействия добавочное сопротивление должно быть не менее:

$$R_d = \frac{220}{9} - 7,8 = 16,6 \text{ Ом.}$$

Для окончательного определения параметров электромагнита необходим расчет его динамических характеристик с учетом противодействующих сил.

Результаты такого расчета представлены на последующих рисунках. Так на рис. 6 показаны графики хода якоря в зависимости от времени для разных значений добавочного сопротивления в цепи катушки отключения.

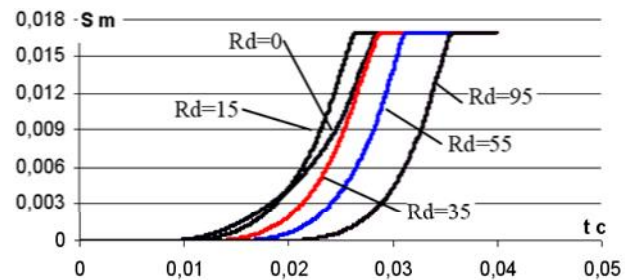


Рис. 6. Зависимость хода якоря от времени

Из рис. 6 следует, что минимальное время срабатывания имеет место при добавочном сопротивлении равном 15 Ом.

На рис. 7 показаны зависимости электромагнитной силы от времени.

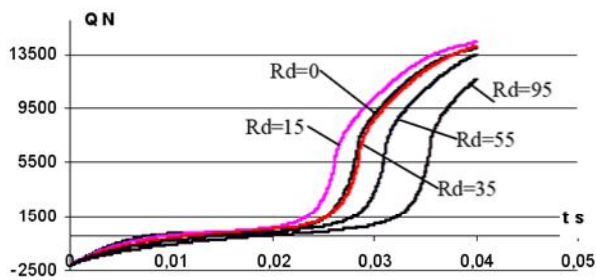


Рис. 7. Временная зависимость электромагнитной силы

На рис. 8, 9 показаны графики динамики изменения токов во включающей катушке и катушке отключения.

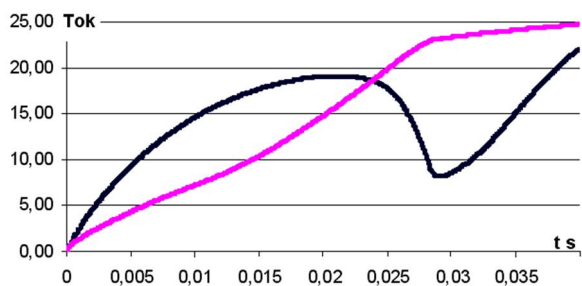


Рис. 8. Токи катушек при $R_d = 0$

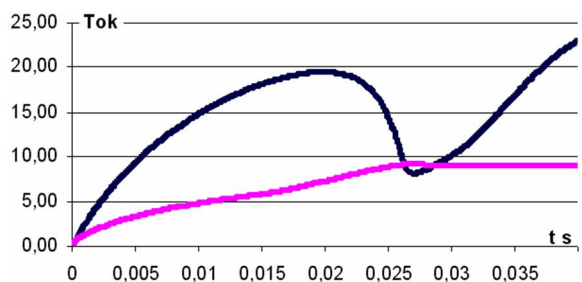


Рис. 9. Токи катушек при $R_d = 15$ Ом

Как следует из рис. 8, 9 максимальные значения тока в процессе движения якоря несколько различны. Поэтому, было проанализировано максимальное суммарное значения тока, потребляемое магнитом в процессе включения в зависимости от величины добавочного сопротивления. На рис. 10 показаны значения токов катушек включения и отключения, а на рис. 11 – суммарный ток, потребляемый магнитом.

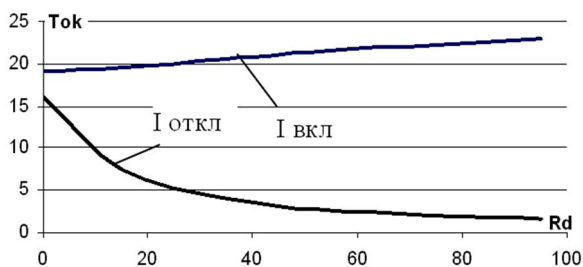


Рис. 10. Токи катушек в зависимости от R_d

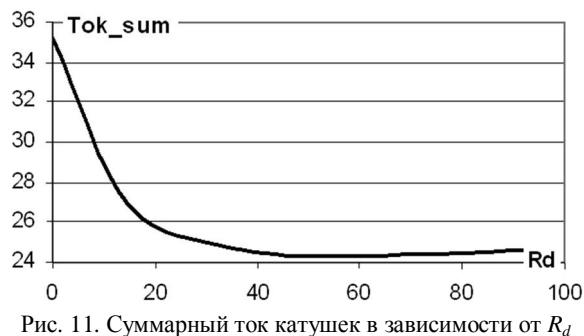


Рис. 11. Суммарный ток катушек в зависимости от R_d

Как следует из рис. 10, 11, ток катушки включения изменяется незначительно, а ускоренное срабатывание электромагнита достигается за счет значительного тока отключающей катушки. Суммарный ток, потребляемый магнитом, имеет экстремум в области $R_d = 50-55$ Ом и в дальнейшем изменяется незначительно.

Таким образом, ускорить срабатывание электромагнита можно путем увеличения потребляемой мощности (рис. 11). Однако, требуемая энергия, необходимая для срабатывания, не может быть ниже определенного значения.

Снижение энергии возможно только за счет изменения конструкции магнита.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бугайчук В.М., Клименко Б.В., Емельянов В.Л. Обоснование целесообразности совместного использования обмоток включения и отключения бистабильных электромагнитных приводов вакуумных выключателей // Электротехника і електромеханіка. – 2011. – № 3. – С. 21-24.

- Bibliography (transliterated):** 1. Bugajchuk V.M., Klimenko B.V., Emel'yanov V.L. Obosnovanie celesoobraznosti sovместного ispol'zovaniya obmotok vklyucheniya i otklyucheniya bistabil'nyh `elektromagnitnyh privodov vakuumnyh vyklyuchatelej // Elektrotehnika i elektromehaniка. - 2011. - № 3. - S. 21-24.

Поступила 04.06.2011

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

Bayda E.I. Influence of additional resistance on pre-start time of two-position electromagnetic drive with magnetic latch for mv vacuum circuit-breaker

The article discusses the influence of additional resistance to the on-off speed of a DC electromagnet with a magnetic latch.
Key words – additional resistance, electromagnet, VCB.

МОДЕЛЮВАННЯ КОЛИВАЛЬНОГО РУХУ ВІБРОПЛОЩАДКИ ДЛЯ УЩІЛЬНЕННЯ БЕТОННОЇ СУМІШІ З ЛІНІЙНИМ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИМ ДВИГУНОМ

Розроблено Simulink-модель коливальної двомасової системи "лінійний двигун-віброплощадка". В якості вібратора розглядається лінійний двигун із постійними магнітами. Досліджено резонансні властивості цієї системи та ефективність енергоперетворення.

Разработана Simulink-модель двухмассовой системы "линейный двигатель – виброплощадка". В качестве вибратора используется линейный двигатель с постоянными магнитами. Исследованы резонансные свойства системы и эффективность энергопреобразования.

ВСТУП

Під час вкладання бетонної суміші з метою витіснення повітря та більш компактного розміщення складових застосовують її ущільнення. На заводах залізобетонних виробів ущільнення найчастіше виконують шляхом вібрування на віброплощадках з вертикально направленими гармонічними коливаннями [1]. Від якості ущільнення залежить міцність та довговічність виробів. Коливальний рух площадки також необхідно здійснювати для віброзмішування бетонної суміші. При цьому для збудження коливань, як правило, використовують дебалансні пристрої. Однак, у випадку великої амплітуди коливань площадки (1-5 см) та необхідності здійснення керування рухом за складним законом, в якості приводу коливального руху можливо використовувати лінійні двигуни з постійними магнітами.

Відомо, що електричні 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 [2]. 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.

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, за необхідності, їх оптимізацію.

Типова конструкція площадки для віброущільнення (віброзмішування) бетонної суміші наведена на рис. 1,а і містить лінійний двигун 1, плат-

форму із сумішшю 2, що закріплена на пружних елементах 3. На рис. 1,б наведена еквівалентна схема коливальної механічної системи, яка містить дві маси – якір двигуна та площадку.

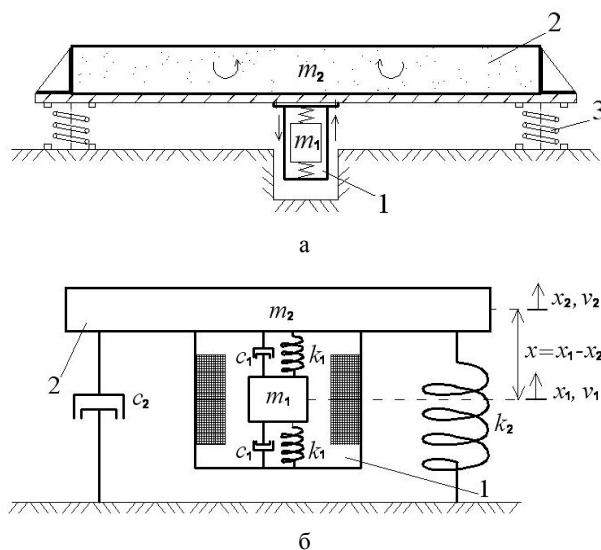


Рис. 1. Віброплощадка для ущільнення або змішування бетонної суміші (а) та еквівалентна двомасова коливальна система (б)

Математичну модель лінійного двигуна зворотно-поступального руху (вібратора), а також основні підходи для отримання його характеристик та параметрів представлено в роботах [3-5]. Метою даної роботи є розробка комп'ютерної моделі системи "лінійний двигун-віброплощадка", дослідження її резонансних властивостей та ефективності енергоперетворення.

КОНСТРУКЦІЯ ЛІНІЙНОГО ДВИГУНА КОЛИВАЛЬНОГО РУХУ

Конструкція ЛД з безпазовою структурою статора [6] представлена на рис. 2. Двигун складається зі сталевого 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.

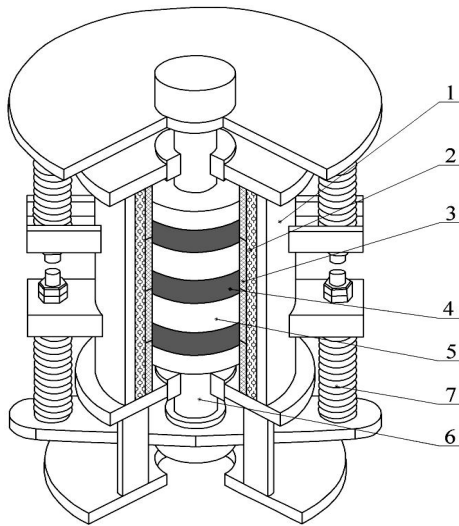


Рис. 2. Загальний вигляд ЛД зворотно-поступального руху

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 . Враховуючи, 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. 3), то залежності потокозчеплення та індуктивності обмотки статора від положення якоря ЛД запишуться в наступному вигляді [5]:

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

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

де Ψ_m – амплітудне значення потокозчеплення;

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

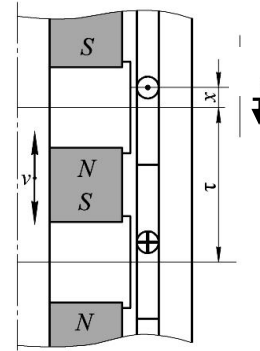


Рис. 3. Схематичне зображення пари полюсів ЛД

Рівняння (1-4) доповнимо системою рівнянь рівноваги сил, прийнявши наступні припущення: площадка з бетонною сумішшю являє собою абсолютно жорстке тіло; переміщення якоря та платформи можливе тільки у вертикальному напрямку; корпус вібратора жорстко з'єднується з віброплощадкою. Для випадку двомасової механічної системи (див. рис. 1,б) рівняння руху кожної маси матимуть наступний вигляд:

$$\begin{cases} m_1 \frac{d^2 x_1}{dt^2} + k_1 x_1 + c_1 \frac{dx}{dt} + F_c \text{sign} \frac{dx}{dt} = F_e; \\ m_2 \frac{d^2 x_2}{dt^2} - k_1 x - c_1 \frac{dx}{dt} - F_c \text{sign} \frac{dx}{dt} - F_e + \\ + k_2 x + c_2 \frac{dx_2}{dt} = 0, \end{cases} \quad (5)$$

де m_1 – маса якоря; x_1 – абсолютне переміщення якоря; k_1 – коефіцієнт жорсткості пружин вібратора; $x = x_1 - x_2$ – переміщення якоря відносно статора; c_1 – коефіцієнт в'язкого демпфування вібратора; F_c – сила сухого тертя; F_e – електромагнітна сила; m_2 – маса віброплощадки з бетонною сумішшю та вібратором; x_2 – переміщення віброплощадки; k_2 – коефіцієнт жорсткості пружин віброплощадки; c_2 – коефіцієнт в'язкого демпфування віброплощадки.

Величину миттєвого значення електромагнітної сили при даному миттєвому значенні струму і потокозчеплення можна визначити як похідну магнітної енергії двигуна W_m за переміщенням якоря [7]

$$F_e = \left. \frac{\partial W_m}{\partial x} \right|_{i=\text{const}} = \frac{d\Psi_{pm}}{dx} i + \frac{1}{2} \frac{dL}{dx} i^2. \quad (6)$$

З виразів (3, 4):

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

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

отже електромагнітна сила запишеться у вигляді

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

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 ЛД.

РОЗРАХУНОК МАГНІТНОГО ПОЛЯ

Чисельний розрахунок магнітного поля двигуна виконувався методом скінченних елементів за допомогою програми Comsol [8]. 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. 4 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 $x = 0$.

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, задавши довільним значенням струму, визначалась залежність $\Psi(x, i)$ при $x = var, i = const$.

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

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

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, що в подальшому використовувались при створенні Simulink-моделі двигуна.

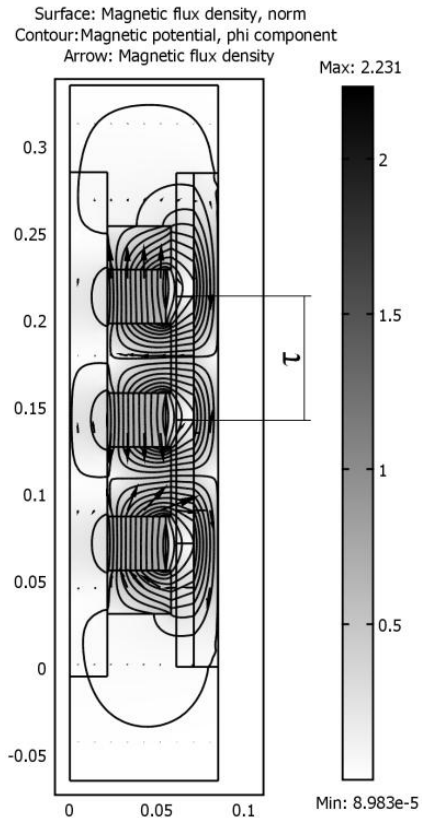


Рис. 4. Розподіл магнітного поля в активній зоні ЛД

SIMULINK-МОДЕЛЬ КОЛИВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ "ЛІНІЙНИЙ ДВИГУН-ВІБРОПЛОЩАДКА"

Для дослідження механічних властивостей системи "лінійний двигун-віброплощадка" було розроблено її модель в середовищі Matlab/Simulink [9], що показана на рис. 5.

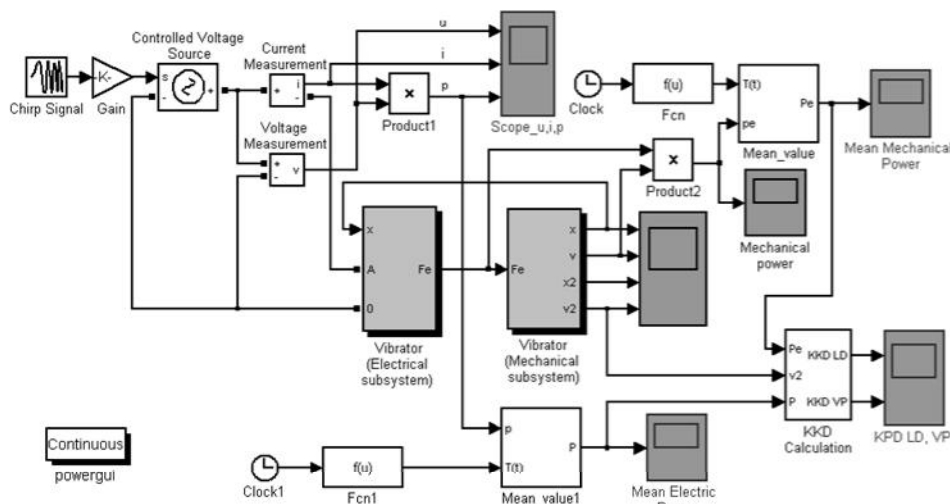


Рис. 5. Simulink-модель системи "лінійний двигун-віброплощадка"

Живлення двигуна здійснюється від керованого джерела синусоїдної напруги $u(t) = U_m \sin \omega t$, кутова частота якого з часом повільно зростає від 1 Гц до 50 Гц. Саме за таким законом зміни напруги доцільно досліджувати резонансні властивості системи.

Блок [Vibrator Electrical subsystem] реалізує віртуальну модель електричної частини вібратора, що описується рівняннями (1), (2) а блок [Vibrator Mechanical subsystem] реалізує віртуальну модель механічної складової вібратора – здійснює чисельне інтегрування системи рівнянь (5).

Вхідними сигналами електричного блоку є положення якоря x та напруга живлення u , а механічного блоку – значення електромагнітної сили, що діє на якір двигуна.

РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ

Розрахунки проводилися для наступних параметрів: $m_1 = 77$ кг; $c_1 = 1350$ кг/с; $k_1 = 0,687e+6$ Н·м; $m_2 = 200$ кг; $c_2 = 7500$ кг/с; $k_2 = 1,97e+6$ Н·м; $F_c = 15$ Н; $R = 5$ Ом; $\tau = 0,071$ м. Зазначимо, що всі механічні параметри для маси m_2 (див. рис. 1,б) є еквівалентними та враховують параметри бетонної суміші.

Резонансні характеристики системи наведені на рис. 6 звідки видно, що при заданих значеннях параметрів існує дві резонансні частоти, при яких амплітуди переміщення якоря двигуна і площадки з бетонною сумішшю набувають максимальних значень. На частоті першого резонансу ($f_1 = 11,8$ Гц) амплітуда коливань якоря дорівнює 3,95 мм, а швидкість – 0,292 м/с. На частоті другого резонансу ($f_2 = 26,6$ Гц) амплітуда коливань якоря є дещо меншою 3,25 мм, проте швидкість внаслідок зростання частоти значно більша – 0,54 м/с.

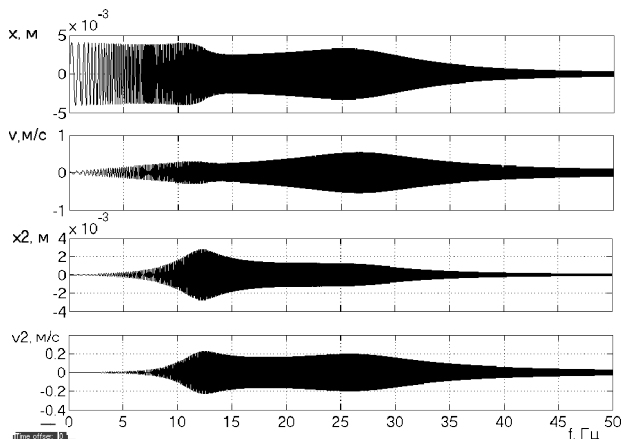


Рис. 6. Осцилограми переміщення якоря x , швидкості якоря v , переміщення площадки x_2 , швидкості площадки v_2 в залежності від частоти джерела живлення двигуна

При першому резонансі амплітуда коливання площадки з бетонною сумішшю дорівнює 2,76 мм, а швидкість 0,225 м/с. Для другого резонансу амплітуда становить 1,23 мм, швидкість 0,197 м/с.

На рис. 7 показані напруга на вході $u(t)$, струм $i(t)$ та електрична потужність $p = u \cdot i$ двигуна. Із рисунку видно, що амплітуда напруги є незмінною, а частота монотонно зростає. Значення струму та потужності за низької частоти великі внаслідок незначного реактивного опору обмотки статора. Це, очевидно, призводить до великих електричних втрат.

Важливою характеристикою системи є миттєва механічна потужність двигуна p_{mec} , яка дорівнює добутку електромагнітної сили на швидкість переміщення якоря x . Ця характеристика наведена на рис. 8 і має вигляд синусоїди зі зміною амплітудою, що залежить від частоти джерела живлення. Із рисунку видно, що при першому резонансі ($f_1 = 11,8$ Гц) максимальне значення миттєвої потужності складає 778,4 Вт, другий резонанс ($f_2 = 26,6$ Гц) ілюструє вищі показники – 1091,5 Вт.

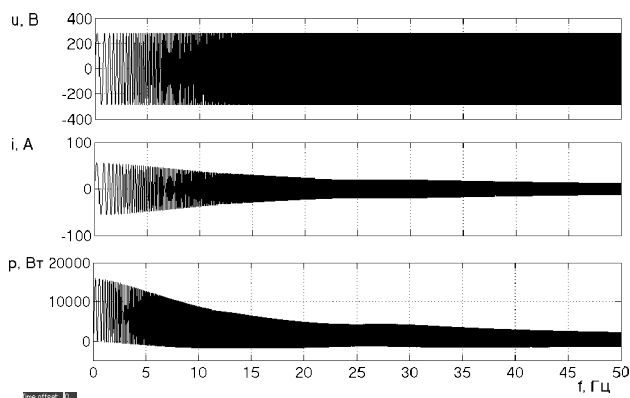


Рис. 7. Комп'ютерні осцилограми електричних характеристик двигуна

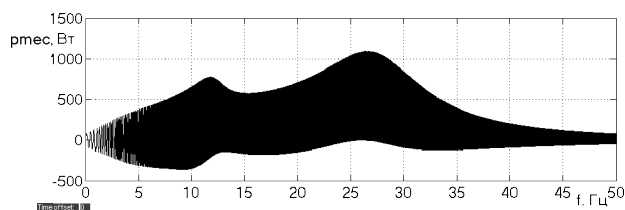


Рис. 8. Миттєва механічна потужність двигуна в залежності від частоти джерела живлення

Середнє за період значення механічної потужності двигуна P_{mec} наведено на рис. 9 звідки видно, що на частоті першого резонансу електромеханічна потужність має значення 290,8 Вт, а на частоті другого резонансу потужність підвищується до 542,1 Вт.

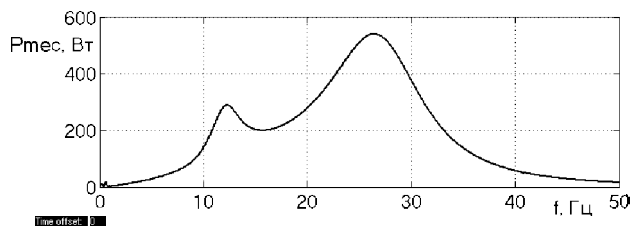


Рис. 9. Осцилограма середньої за період механічної потужності двигуна в залежності від частоти джерела живлення

На рис. 10 представлено залежність від частоти ККД, окремо для двигуна (крива 1) а також для всієї системи в цілому (крива 2).

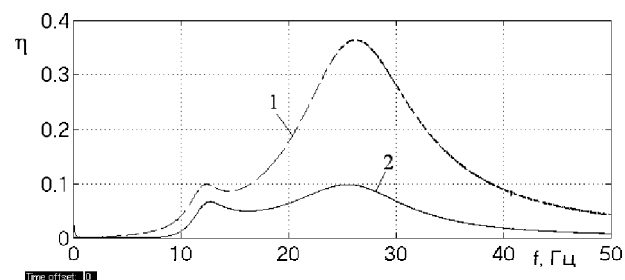


Рис. 10. Осцилограма ККД лінійного двигуна (1) та системи "лінійний двигун-віброплощадка" (2) в залежності від частоти джерела живлення

За прийнятої розрахункової моделі, корисна потужність, що віддається в навантаження, витрачається на покриття втрат на еквівалентне в'язке тертя віброплощадки з сумішшю і дорівнює за період T

$$P_v = \frac{c_2}{T} \int_{t-T}^t v_2^2 dt. \quad (12)$$

ККД двигуна η_1 та системи "лінійний двигун-віброплощадка" η_2 розраховувалися як

$$\eta_1 = P_{mec} / (T^{-1} \int_{t-T}^t u idt), \quad \eta_2 = P_v / (T^{-1} \int_{t-T}^t u idt).$$

Найбільше значення ККД має місце при другому резонансі та дорівнює 0,37 для лінійного двигуна та 0,1 для всієї системи. При першому резонансі ці показники відповідно 0,1 та 0,07. Це можна пояснити більш значними втратами електричної енергії в обмотці двигуна внаслідок значного струму. Зазначимо, що в деяких випадках незважаючи на такі дані, доцільніше використовувати саме першу резонансну частоту, оскільки при цьому можна отримати максимальні амплітуди коливань та швидкості руху віброплощадки.

ВИСНОВКИ

Розроблено Simulink-модель коливальної системи "лінійний двигун-віброплощадка", досліджено її резонансні властивості та ефективність енергоперетворення.

Показано, що існують дві резонансні частоти, при яких амплітуда і швидкість коливань якоря та площадки набувають максимальних значень. При цьому, хоча найбільша амплітуда коливань якоря має місце при першій резонансній частоті, при другій резонансній частоті ефективність перетворення електричної енергії в механічну (тобто ККД) більша внаслідок меншого струму та електричних втрат в обмотці двигуна.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Вибрационные машины в строительстве и производстве строительных материалов: Справочник / Под. ред. Баумана В.А., Быховского И.И., Гольдштейна Б.Г. – М.: Машиностроение, 1970. – 647 с.
2. Хитерер М.Я., Овчинников И.Е. Синхронные электрические машины возвратно-поступательного движения. – СПб.: КОРОНА принт, 2004. – 368 с.
3. 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.
4. Голєнков 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.
5. 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.

6. Пат. 14111 Україна, МПК E02D 7/10, E02D 7/18, E02D 7/20. Вібробуджувач: Богаєнко М.В., Бондар Р.П., Голєнков 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.
7. Нейман Л.Р., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники: Ч. 1. – М.; Л., 1959. – 296 с.
8. www.comsol.com.
9. www.mathworks.com.

Bibliography (transliterated): 1. Vibracionnyye mashiny v stroitel'stve i proizvodstve stroitel'nykh materialov: Spravochnik / Pod. red. Bauman V.A., Byhovskogo I.I., Gol'dshtejna B.G. - M.: Mashinostroenie, 1970. - 647 s. 2. Hiterer M.Ya., Ovchinnikov I.E. Sinhronnyye `elektricheskie mashiny vozvratno-postupatel'nogo dvizheniya. - SPb.: KORONA print, 2004. - 368 s. 3. 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. 4. Golenkov G.M., Bondar R.P., Makogon S.A., Bogaenko M.V., Popkov V.S. Modelyuvannya roboti elektrichnogo vibratora z koaksial'no-linijnim indukciynim dvigunom pri riznih zakonah regulyuvannya. "Tehnichna elektrodinamika". Institut elektrodinamiki NAN Ukraini. Kiiv, 2007/2. - S. 54-59. 5. Bondar R.P. Elektromehanichni harakteristiki koaksial'no-linijnogo sinhronnogo vibratora ustanovki dlya beztranshejnoi prohodki gorizonta'lnih sverdlavin. "Tehnichna elektrodinamika". Institut elektrodinamiki NAN Ukraini. Kiiv, 2008/2. - S. 31-35. 6. Pat. 14111 Ukraina, MPK E02D 7/10, E02D 7/18, E02D 7/20. Vibrobudzhuvach: Bogaenko M.V., Bondar R.P., Golenkov G.M., Golub V.P., Makogon S.A., Pavlenko P.V., Popkov V.S. Zayavl. 15.11.2005; Opubl. 15.11.2006; Byul. № 5. - 3 s.: il. 7. Nejman L.R., Kalantarov P.L. Teoreticheskie osnovy `elektrotehniki: Ch. 1. - M.; L., 1959. - 296 s. 8. www.comsol.com. 9. www.mathworks.com.

Надійшла 20.05.2011

Белікова Ю.О.,
Бондар Роман Петрович, к.т.н.,
Голєнков Геннадій Михайлович, к.т.н., доц.
Київський національний університет
будівництва і архітектури
кафедра електротехніки та електроприводу
03680, Київ, пр. Повітрофлотський, 31
тел. (044) 241 55 10

Подольцев Александр Дмитриевич, д.т.н.
Інститут електродинаміки,
03657, Київ, пр. Перемоги, 56
тел. (044) 454 25 68

Belikova Yu.O., Bondar R.P., Golenkov G.M., Podoltsev A.D.

Modeling of a concrete vibration platform with a linear electrical permanent magnet motor

A Simulink model of a two-mass system of a linear permanent magnet motor – a platform-type vibrator is developed. Resonant characteristics of this system and efficiency of energy conversion are studied.

Key words – permanent magnet linear motor, concrete vibration, oscillatory motion, Simulink model.

РАСЧЕТ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ И ТЕМПЕРАТУРЫ СТРУКТУРЫ ТРАНЗИСТОРНО-ДИОДНЫХ МОДУЛЕЙ ПРИ КОМПЬЮТЕРНОМ МОДЕЛИРОВАНИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Розглядається метод визначення сумарної миттєвої потужності статичних і динамічних втрат і температури переходу транзисторно-діодних модулів при дискретному моделюванні напівпровідникових перетворювачів за допомогою пакету MatLab (Simulink) в режимах, коли інтервал дискретизації в моделях близький до часів ввімкнення і вимкнення транзистора.

Рассматривается метод определения суммарной мгновенной мощности статических и динамических потерь и температуры перехода транзисторно-диодных модулей при дискретном моделировании полупроводниковых преобразователей с помощью пакета MatLab (Simulink) в режимах, когда интервал дискретизации в моделях близок к временам включения и выключения транзистора.

ВВЕДЕНИЕ

Компьютерное моделирование электромагнитных процессов в полупроводниковых преобразователях энергии является эффективным инструментом ускорения разработок и исследования характеристик преобразователей и систем электроснабжения на их основе. Широкое распространение при моделировании получил язык программирования *MatLab* и пакеты его расширения *Simulink* и *Control system Toolbox* [1-3]. *MatLab*-модели преобразователей различных типов, как правило, могут быть выполнены с высоким уровнем детализации силовых схем и систем управления, они позволяют исследовать переходные и установившиеся процессы с приемлемыми затратами времени на моделирование.

Важнейшими параметрами, контролируемыми при моделировании преобразовательных систем, являются потери энергии в элементах силовой схемы и температура перехода T_j силовых полупроводниковых приборов (СПП), определяющие, соответственно, коэффициент полезного действия (КПД) системы и тепловой режим работы вентиля. Стандартные модели силовых полупроводниковых приборов, имеющиеся в библиотеке *MatLab/Simulink*, вполне приемлемые при моделировании преобразователей с сетевой коммутацией, управляемых выпрямителей, непосредственных преобразователей частоты, тиристорных регуляторов напряжения и других, не позволяют учитывать динамические потери при включении и выключении силовых полупроводниковых приборов, что не дает возможности использовать эти модели для моделирования преобразователей с высокочастотной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), если одной из задач моделирования является расчет КПД системы и температуры структуры силового полупроводникового прибора.

Ведущие производители полупроводниковых приборов (*Semikron*, *Infineon*, *Mitsubishi*) предоставляют специализированные программы автоматизированного выбора силовых приборов и теплового расчета (например, *Semisel* фирмы *Semikron*) [4]. Применение подобных программ позволяет существенно ускорить процесс расчета преобразователя и выбора типов применяемых приборов и охладителей.

Среди особенностей *Semicel*, следует отметить, что данная программа, в отличие от *MatLab*, не явля-

ется имитационной (не основана на решении систем дифференциальных уравнений); имеет ограниченный (хотя и довольно обширный) набор стандартных доступных для анализа силовых схем со стандартными алгоритмами управления силовыми ключами. Для оценки мощности потерь и температуры перехода силовых ключей в *Semicel* по стандартным выражениям для выбранного типа преобразователя производится вычисление средних и действующих токов силового ключа, а затем, с использованием стандартной модели включенного ключа как двухполюсника, – оценка мощности статических потерь. Динамические потери определяются на основании известной связи между энергией коммутационных потерь конкретного типа прибора и параметрами коммутационного процесса – коммутируемых токов и напряжений ключа. Параметры силовых приборов, определяющие величины соответствующих потерь (пороговые напряжения включенных ключей и их дифференциальные сопротивления, коэффициенты, связывающие величины энергии коммутации с величинами коммутационных токов и напряжений и т.п.) заложены в "теле" программы и автоматически определены при выборе доступного типа прибора. Поскольку *Semicel* не является имитационной программой, пользователь лишен возможности наблюдать осциллограммы токов и напряжений силовых ключей. "Привязка" к стандартным алгоритмам, конкретным типам приборов снижает функциональность программы.

Для разработчиков устройств преобразовательной техники представляет также интерес пакет *Pspice* [5], который полезен, прежде всего, тем, что позволяет, в отличие от *MatLab*, получать достоверные осциллограммы переходных процессов переключения силовых ключей с учетом реальных физических, в том числе нелинейных и паразитных, параметров приборов и давать адекватную оценку статических и динамических потерь в силовых ключах преобразователя. Однако *Pspice*-модели имеют высокую степень детализации характеристик основных силовых компонентов преобразовательной техники – силовых электронных ключей (диодов, транзисторов, тиристоров). Например, полная модель МОП-ПТ может включать в себя более 50 различных физических параметров, что является излишним при решении большинства задач преобразова-

тельной техники [5]. Кроме того, новые полупроводниковые ключи с улучшенными характеристиками выпускаются постоянно, а создание модели – долгий и кропотливый процесс, требующих к тому же немалых финансовых затрат; поэтому модели новейших транзисторов появляются спустя довольно продолжительное время после их выпуска [6].

В специальной литературе, посвященной *PSpice* моделированию *IGBT*, указывается на необходимость, для получения адекватных результатов моделирования, предварительной идентификации и уточнения (корректировки параметров) модели путем сравнения результатов моделирования с результатами физического моделирования [7], что, как правило, не доступно разработчику, не имеющему в своем распоряжении соответствующей лабораторной базы и современных средств измерения. По мнению авторов, разработчику устройств преобразовательной техники полезно было бы иметь в распоряжении *MatLab*-модель преобразователя, позволяющую оценить статические потери в ключах и дополненную блоками оценки динамических потерь в силовых ключах преобразователя, работа которых основана на доступной из справочных данных для определенного СПП связи динамических потерь с параметрами коммутационного процесса (подобно *Semichel*), и при этом, в отличие от

PSpice, требующую минимального набора параметров, необходимых для получения этой оценки. В настоящей работе предлагается *MatLab*-модель преобразователя, позволяющая учитывать динамические потери управляемых СПП (транзисторов, запираемых тиристор), на основании известных для конкретного типа СПП зависимостей энергии включения E_{on} и энергии выключения E_{off} от текущих значений коммутируемых напряжений и токов ключей.

АЛГОРИТМ УЧЕТА ДИНАМИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ СПП И РАСЧЕТА ТЕМПЕРАТУРЫ ПЕРЕХОДА

Максимальная температура перехода силового полупроводникового прибора T_{jmax} не должна превышать допустимое по справочным данным прибора значение во всех режимах работы преобразователя. Для расчета температуры перехода СПП следует определить величину мощности потерь в нем [8], (график – это зависимость чего-то от чего-то, что имеется ввиду – уточнить) причем при оценке потерь необходимо учитывать как статические, так и динамические потери. Расчет величины мощности потерь в ключах необходим также для оценки КПД преобразователей.

На рис. 1 в качестве примера представлена предлагаемая схема (алгоритм) расчета температуры перехода *IGBT*-транзистора.

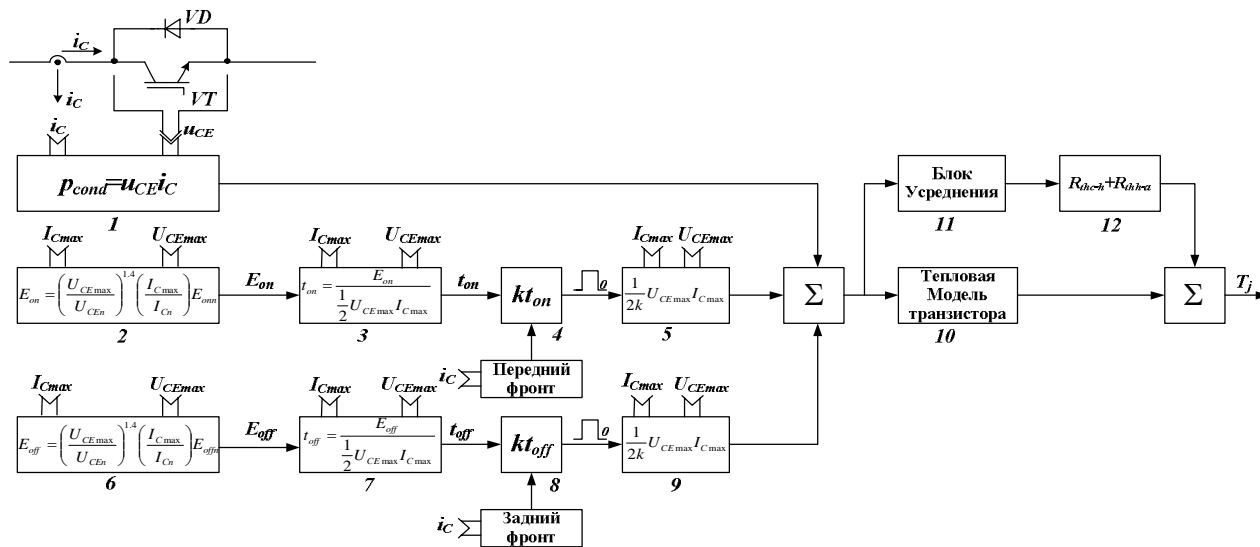


Рис. 1. Схема расчета температуры перехода

На первом этапе потерями в обратном диоде транзистора в схеме по рис. 1 пренебрегаем. Данное допущение справедливо, например, если расчет температуры перехода осуществляют для *IGBT*-транзистора в понижающем широтно-импульсном преобразователе. Суммарная мгновенная мощность потерь в транзисторе $P_{VT\Sigma}$ определяется как сумма мгновенной мощности статических потерь проводимости P_{cond} и мгновенной мощности динамических потерь при включении $P_{sw(on)}$ и при выключении $P_{sw(off)}$

$$P_{VT\Sigma} = P_{cond} + P_{sw(on)} + P_{sw(off)}. \quad (1)$$

Мгновенная мощность статических потерь определяется как произведение мгновенного тока коллектора i_C и мгновенного напряжения коллектор-эмиттер u_{CE} (блок 1 на рис. 1):

$$P_{cond} = i_C \cdot u_{CE}. \quad (2)$$

При определении потерь переключения необходимо учесть энергию потерь включения E_{on} , энергию потерь выключения E_{off} транзистора и энергию потерь выключения обратного диода транзистора E_{rr} (в схеме по рис. 1 полагаем ее равной нулю).

Энергия потерь при переключении транзистора может быть найдена путем перемножения величин мгновенного тока и напряжения прибора и численного интегрирования произведения в интервале коммутации [3]. Путем усреднения можно получить среднюю мощность потерь соответствующей составляющей и суммарную мощность коммутационных потерь в силовом ключе.

На рис. 2 приведены упрощенные кривые токов

и напряжений при переключении транзистора [9]. Как указывалось выше, стандартная *MatLab*-модель *IGBT*-транзистора учитывает только статические потери. Включение и выключение транзистора в такой традиционной модели происходят мгновенно (рис. 2, жирная линия). Оценка мощности динамических потерь в предлагаемой модели осуществляется путем формирования в момент включения t_0 (выключения t_1) транзистора прямоугольного импульса длительностью, равной времени включения (выключения) транзистора и амплитудой:

$$P_{SW} = \frac{1}{2} U_{CE\max} I_{C\max}, \quad (3)$$

где $U_{CE\max}$ – максимальное напряжение коллектор-эмиттер транзистора при коммутации; $I_{C\max}$ – максимальный ток коллектора при коммутации.

В блоках 2-5 схемы (см. рис. 1) формируется сигнал мгновенной мощности потерь при включении, а в блоках 6-9 – мгновенной мощности потерь при выключении. В блоке 2 (6) осуществляется пересчет энергии потерь при включении (выключении), которая является справочными данными конкретного транзистора [10], в зависимости от фактического коммутируемого тока и напряжения, при этом используются выражения, приводимые в описании программы *Semichel* [4]. В блоке 3 (7) определяется время включения (выключения) транзистора [9]. Если предположить, что коммутация в СПП не мгновенна, то справедливыми являются нежирные кривые на рис. 2. Из рис. 2 видно, что энергия потерь при переключении с хорошей степенью приближения определяется площадью треугольника:

$$E_{on(off)} = \frac{1}{2} U_{CE\max} I_{C\max} \cdot t_{on(off)}. \quad (4)$$

Из (4) получаем:

$$t_{on(off)} = \frac{E_{on(off)}}{\frac{1}{2} U_{CE\max} I_{C\max}}. \quad (5)$$

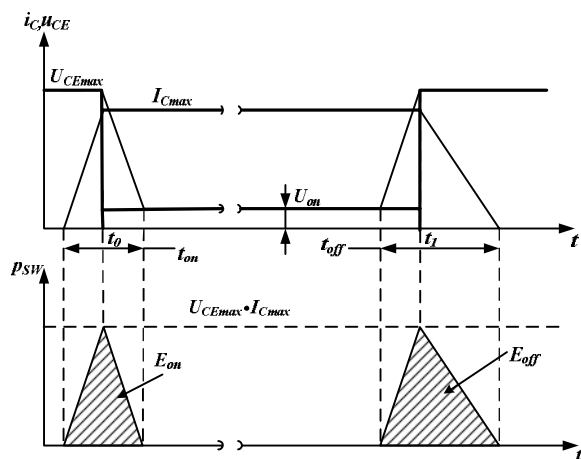


Рис. 2. Кривые токов и напряжений при переключении транзистора

Длительность интервала $t_{on(off)}$ является базисной величиной для определения длительности импульса мощности динамических потерь транзистора в *MatLab*-модели (блоки 3, 7).

В блоках 4, 5 (8, 9) формируется импульс заданной длительности и амплитуды, соответствующий мощности динамических потерь при переключении. Коэффициент k вводится для согласования длительности импульса мощности (порядка 1 мкс) и шага интегрирования дискретной *MatLab*-модели. Сигнал мгновенной суммарной мощности потерь поступает на вход блока тепловой модели транзистора (10), представленной на рис. 3.

Параметры звеньев тепловой модели, – тепловые сопротивления R_{thj-cn} и постоянные времени τ_n , приводятся в справочных данных на прибор. При этом емкость конденсаторов (см. рис. 3) определяется по соотношению:

$$C_n = \frac{\tau_n}{R_{thj-cn}}. \quad (6)$$

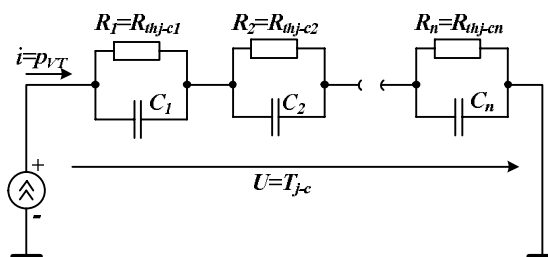


Рис. 3. Тепловая модель транзистора

В блоке 10 осуществляется расчет превышения температуры переход-корпус T_{j-c} :

$$T_{j-c} = PVT \sum_1^n R_{thj-cn} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right). \quad (7)$$

В блоках 11, 12 определяются превышение температуры корпус-охладитель T_{c-s} и превышение температуры охлаждающий – окружающая среда T_{s-a} путем умножения средней суммарной мощности потерь на тепловые сопротивления корпус-охладитель R_{thc-s} и охлаждающий – окружающая среда R_{ths-a} соответственно.

В итоге температура перехода транзистора равна:

$$T_j = T_{j-c} + T_{c-s} + T_{s-a} + T_a, \quad (8)$$

где T_a – температура окружающей среды, которая обычно принимается равной 40°C .

MATLAB-МОДЕЛЬ IGBT-ТРАНЗИСТОРА

При приближенной оценке статических потерь в *IGBT*-транзисторе считают, что падение напряжения в ключе от протекания прямого тока не зависит от мгновенного тока прибора и равно величине напряжения насыщения U_{CEsat} . Часто точность такой оценки недостаточна для практических целей, поскольку величина $U_{CE(sat)}$ зависит от величины мгновенного тока и напряжения затвора прибора. Для более точного представления зависимости падения напряжения на включенном *IGBT* от тока коллектора включенный прибор представляют его эквивалентной электрической схемой, получаемой в результате аппроксимации реальной вольт-амперной характеристики прибора двумя отрезками прямых так, как показано на рис. 4.

При такой аппроксимации используется зависимость:

$$U_{CE(sat)} = f(I_C) = U_{CE(TO)} + r_T \cdot I_C, \quad (9)$$

где $U_{CE(TO)}$ – пороговое напряжение выходной (вольт-амперной) характеристики IGBT $U_{CEsat} = f(I_C)$; r_T – дифференциальное сопротивление.

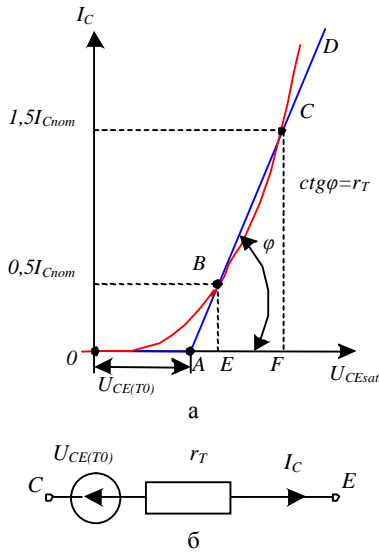


Рис. 4. Аппроксимация прямой ветви вольт-амперной характеристики IGBT (диода) двумя отрезками прямых (а); схема эквивалентного двухполюсника (б)

Величины $U_{CE(TO)}$ и r_T , как правило, указывают в справочных данных на прибор. В противном случае они могут быть легко найдены путем решения системы из двух уравнений при подстановке в каждое уравнение при $I_C = 0,5I_{Cnom}$ и $I_C = 1,5I_{Cnom}$ соответствующих значений $U_{CEsat} = f(I_C)$, найденных из графика функции $I_C = f(U_{CEsat})$ в справочных данных:

$$\begin{cases} U_{CEsat}(0,5I_{Cnom}) = U_{CE(TO)} + r_T \cdot 0,5I_{Cnom}; \\ U_{CEsat}(1,5I_{Cnom}) = U_{CE(TO)} + r_T \cdot 1,5I_{Cnom}. \end{cases} \quad (10)$$

Из (10) получаем:

$$\begin{cases} r_T = \frac{U_{CEsat}(1,5I_{Cnom}) - U_{CEsat}(0,5I_{Cnom})}{2}; \\ U_{CE(TO)} = \frac{U_{CEsat}(0,5I_{Cnom}) - U_{CEsat}(1,5I_{Cnom})}{2}. \end{cases} \quad (11)$$

Оценка статических потерь в обратных диодах IGBT производится аналогичным образом. Основанием для этого является то, что вид прямой ветви вольт-амперной характеристики диода подобен изображенному на рис. 4,а. Совпадают также и эквивалентные схемы приборов в виде двухполюсников. Значения пороговых напряжений и дифференциальных сопротивлений для диода и транзистора прибора близки между собой.

MatLab-модель IGBT-транзистора с обратным диодом, которая присутствует в библиотеке MatLab/Simulink, не учитывает пороговое напряжение вольт-амперной характеристики IGBT и не позволяет отдельно задать параметры вольт-амперной характеристики обратного диода, следовательно, не дает возможности адекватно оценить статические потери в транзисторе и обратном диоде. По этой причине MatLab-модель IGBT-транзистора с обратным диодом

была заменена присутствующими в библиотеке MatLab/Simulink моделью IGBT-транзистора без диода и моделью диода, что позволяет более точно учесть параметры вольт-амперной характеристики этих приборов.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ПЕРЕХОДА В ПОНИЖАЮЩЕМ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ

MatLab-модель понижающего широтно-импульсного преобразователя (ШИП) с системой определения температуры перехода в транзисторе приведена на рис. 5.

Виртуальный эксперимент с понижающим ШИП проводился при следующих параметрах силовой схемы:

- входное напряжение $U_d - 600$ В;
- выходное напряжение $U_{Load} - 540$ В;
- выходной ток $I_{Load} - 100$ А;
- частота ШИМ $f_{mod} - 5$ кГц.

Расчет температуры перехода выполнялся для IGBT модуля типа SEMITRANS SKM 300GAR123D производства фирмы Semikron с номинальным током $I_{Cnom} 300$ А и предельным напряжением $U_{CES} 1200$ В. На рис. 6. представлена MatLab-модель широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения с контролем мгновенного значения температуры перехода транзистора.

В блоке 1 рассчитывается мгновенная мощность статических потерь в транзисторе. В блоке 2 задаются мгновенные мощности динамических потерь в транзисторе путем формирования при переключении IGBT импульсов с длительностью, равной времени включения (выключения) транзистора и с амплитудой, равной максимальной коммутационной мощности. Коэффициент k в MatLab-модели принят равным 10 при интервале дискретизации 1 мкс. Выбранное сочетание параметров обеспечивает быстроту и точность определения температуры перехода транзистора. Статические и динамические потери в обратном диоде, шунтирующем IGBT в понижающем ШИП не учитываются, так как в данной схеме преобразователя обратный диод не работает. Сигнал суммарной мгновенной мощности потерь в транзисторе поступает на вход блока 3, – тепловую модель транзистора, - на выходе которого получаем превышение температуры переход-корпус T_{j-c} . В блоке 4 рассчитывается мгновенная мощность статических потерь в диоде, шунтирующем нагрузку. Это необходимо для адекватной оценки превышения температуры корпус-охладитель и охлаждающей среды, так как в модуле типа SEMITRANS SKM 300GAR123D в одном корпусе находятся транзистор и два диода.

В блоке 5 рассчитываются превышения температуры корпус-охладитель T_{c-s} и охлаждающей среды T_{s-a} . В блоке 6 задается температура окружающей среды.

На рис. 7 приведена осциллограмма температуры перехода транзистора.

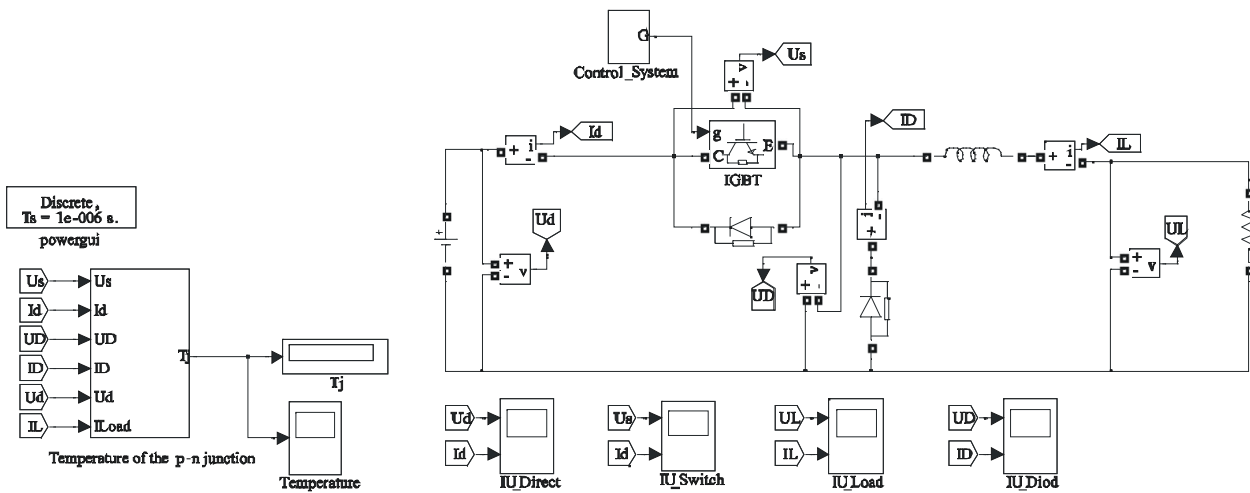


Рис. 5. *MatLab*-модель понижающего ШИП с системой расчета температуры перехода

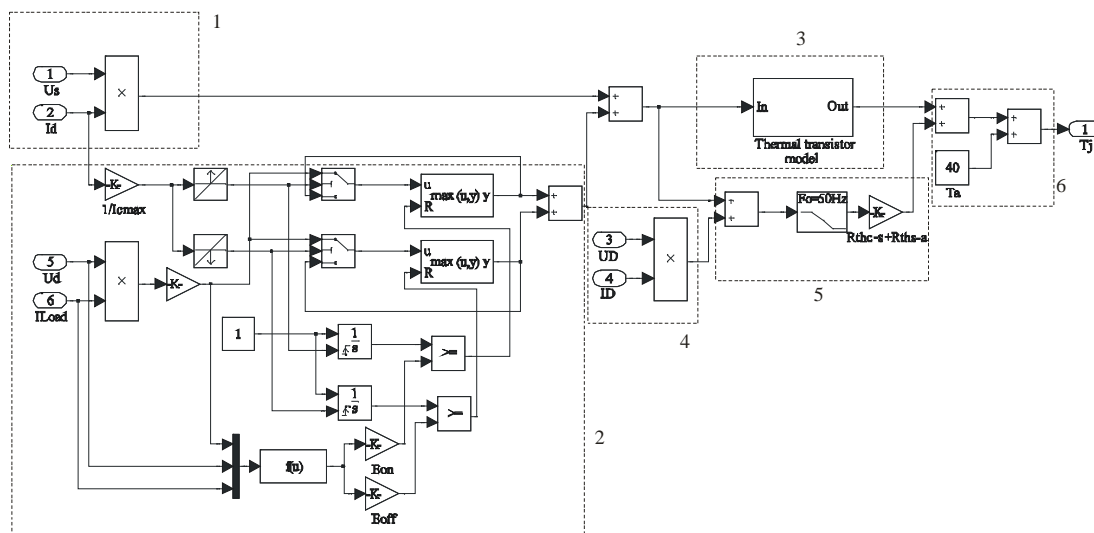


Рис. 6. *MatLab*-модель широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения с контролем мгновенного значения температуры перехода транзистора

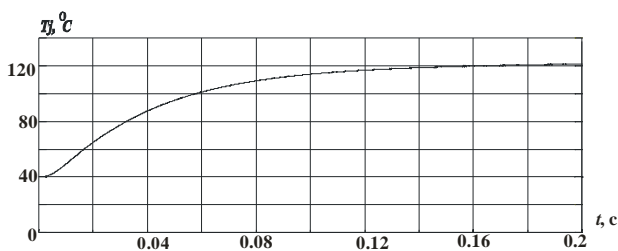


Рис.7. Осциллограмма температуры перехода транзистора

Результаты расчета мощности потерь в транзисторе и диоде и соответствующих температур (переходов транзистора T_{tr} и диода T_d , корпуса T_c и охладителя T_s) практически совпадают результатами, полученными с помощью специализированного пакета программ для выбора типа приборов и определения характеристик охладителей фирмы *Semikron* – *Semisel*. Результаты, полученные в *Semisel* для модуля типа *SEMISTRANS SKM 300GAR123D* при работе в понижающем ШИП с параметрами аналогичными *MatLab*-модели, представлены в табл. 1. Необходимо отметить, что в *MatLab*-модели не учитывались динамические потери в диоде и не оценивалась температура перехода диода (при необ-

ходимости подобную оценку можно выполнить, аналогично транзистору), поэтому температура перехода транзистора, полученная в *MatLab*-модели отличается от температуры в *Semisel* на 2°C. Незначительные отличия мощности статических и динамических потерь связаны с погрешностью вычислений.

Таблица 1
Температура перехода и мощности потерь в модуле типа *SEMISTRANS SKM 300GAR123D*

Параметры	Semisel	MatLab
$P_{cond\ tr}$	211 Вт	210 Вт
$P_{sw\ tr}$	134 Вт	134 Вт
P_{tr}	345 Вт	345 Вт
$P_{cond\ d}$	13 Вт	15 Вт
$P_{sw\ d}$	30 Вт	-
P_d	43 Вт	15 Вт
P_{tot}	389 Вт	360 Вт
P_d	43 Вт	15 Вт
T_s	83 °C	80 °C
T_c	97 °C	94 °C
T_{tr}	123 °C	121 °C
T_d	104 °C	-

Оценка температуры и мощности потерь в *Semisel* производится по зависимостям, представленным в *Semisel Help* [4].

Преимущество пакета *MatLab/Simulink* по сравнению с программой *Semisel* заключается в том, что с использованием *MatLab* возможно не только осуществить расчет температуры перехода, но и использовать при этом полученные результаты для определения КПД преобразователя, а также наблюдать переходной процесс нагрева транзисторно-диодного модуля для любого типа преобразователя в заданном режиме работы. Осциллограмма переходного процесса нагрева транзистора представлена на рис. 8. Необходимо отметить, что выбранное значение коэффициента k является оптимальным, так как при меньшем его значении время расчета температуры перехода существенно увеличивается, а при увеличении k от 10 до 100 и частоте ШИМ преобразователя 5 кГц погрешность расчета не превышает 3°C.

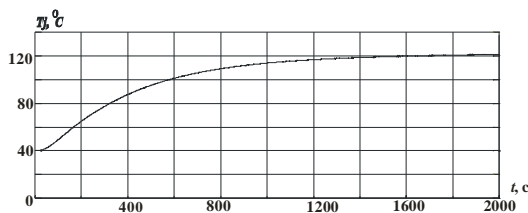


Рис. 8. Осциллограмма переходного процесса нагрева транзистора

При увеличении частоты ШИМ преобразователя коэффициент k необходимо уменьшить обратно пропорционально частоте.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ПЕРЕХОДА В АВТОНОМНОМ ИНВЕРТОРЕ НАПРЯЖЕНИЯ

MatLab-модель автономного инвертора напряжения (АИН) с системой расчета температуры перехода в транзисторе приведена на рис. 9.

Виртуальный эксперимент проводился для АИН со следующими параметрами силовой схемы:

- входное напряжение $U_d = 600$ В;
- выходное линейное действующее напряжение $U_{Load} = 354$ В;
- выходная мощность $P_{Load} = 32$ кВт;
- выходной фазный действующий ток $I_{Load} = 52$ А;
- выходная частота $f_{Load} = 50$ Гц;
- частота ШИМ $f_{mod} = 5$ кГц.

При этом расчет температуры перехода производится для *IGBT* модуля типа *SEMTRANS SKM*

300GB123D производства фирмы *Semikron* с номинальным током $I_{Cnom} 300$ А и предельным напряжением $U_{CES} 1200$ В. На рис. 10. представлена *MatLab*-модель системы определения температуры перехода.

В блоке 1 рассчитывается мгновенная мощность статических потерь в транзисторе. В блоке 2 задаются динамические потери в транзисторе, путем формирования импульсов при переключении *IGBT*, равных по длительности времени включения (выключения) транзистора и по амплитуде - максимальной коммутационной мощности. При расчете температуры перехода коэффициент k принят равным 10, а время дискретизации модели – 1 мкс.

Рассмотрим более подробно процесс переключения транзисторов в фазе *A* АИН. На рис. 11 приведена схема одного плеча АИН. Считаем, что ток i_A положителен ($i_A > 0$). Транзисторы переключаются с высокой частотой. В исходном состоянии $i_1 = i_A, i_2 = 0$. При заперении *VT1* и отпирании *VT2* ток i_A не изменяется по величине и переходит в *VD2*. Если не учитывать потери, обусловленные кумуляцией тока в *VD2*, то динамические потери энергии при этом переключении возникают только в *VT1* и их величина составляет E_{off} . При выключении *VT2* не проводит ток, проводит *VD2*. Следовательно, при включении *VT1* ток снова переходит в *VT1* и в нем выделяется энергии потерь E_{on} .

То есть, при положительном токе фазы динамические потери присутствуют только в транзисторе *VT1*, а при отрицательном только в транзисторе *VT2*. Эта особенность работы схемы АИН при определении температуры перехода учитывается в блоке 3. Сигнал суммарной мгновенной мощности потерь в транзисторе поступает на вход блока 4, – тепловую модель обратного диода *IGBT*-транзистора, на выходе которого получаем температуру переход-корпус T_{j-cr} . В блоке 5 рассчитываются статические потери в обратном диоде *IGBT*-транзистора. Динамическими потерями в диоде пренебрегаем. Сигнал мгновенной мощности статических потерь в транзисторе поступает на вход блока 6, – тепловую модель обратного диода *IGBT*-транзистора, – на выходе которого получаем превышение температуры переход-корпус T_{j-cd} . В блоке 7 рассчитываются превышения температуры корпус-охладитель и охлаждающий-окружающая среда, при этом в модуле типа *SEMTRANS SKM 300GB123D* в одном корпусе находятся два транзистора, а на одном охлаждающем – шесть транзисторов. В блоке 8 учитывается температура окружающей среды.

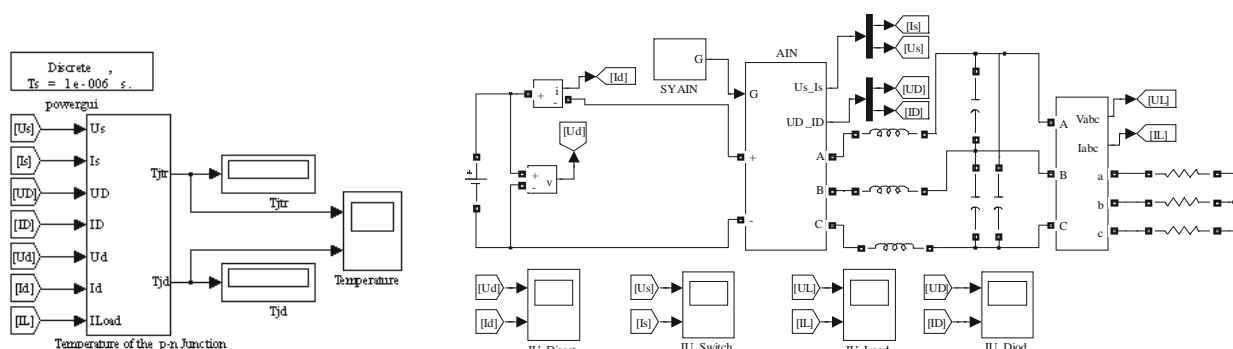


Рис. 9. *MatLab*-модель автономного инвертора напряжения с системой расчета температуры перехода

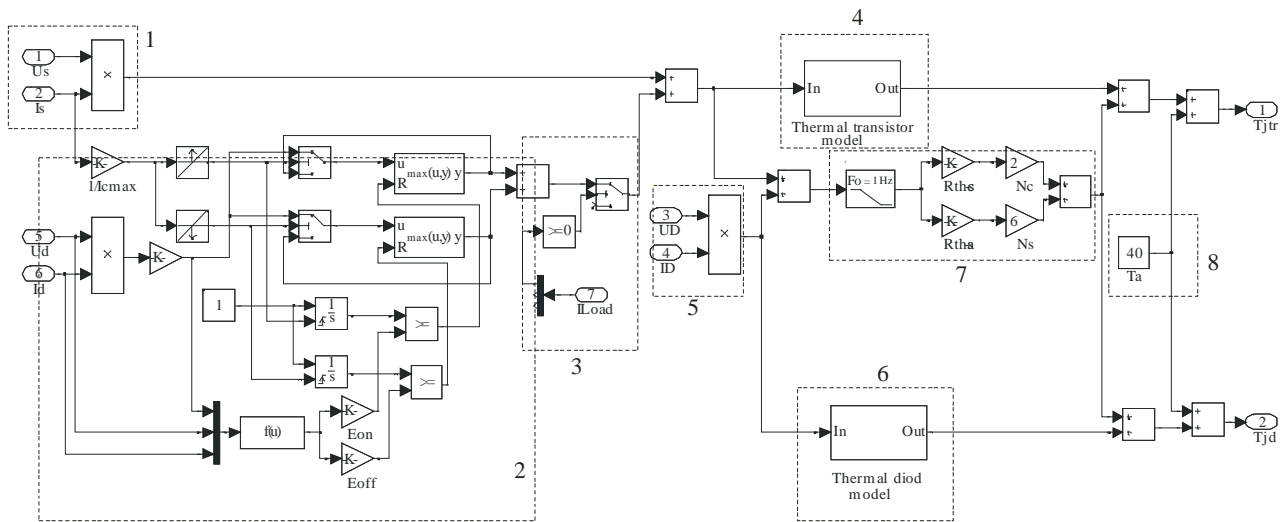


Рис. 10. MatLab-модель автономного инвертора напряжения с контролем температуры перехода транзистора

На рис. 12 приведены осциллограммы температуры перехода транзистора и обратного диода.

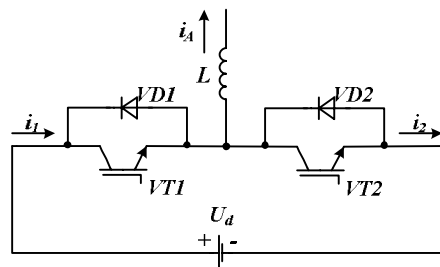


Рис. 11. Схема фазы А АИН

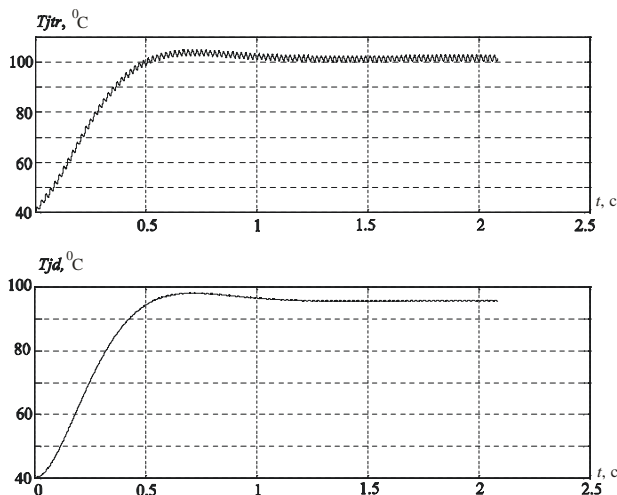


Рис. 12. Осциллограммы температуры перехода транзистора и обратного диода

Температура перехода и мощность потерь в транзисторе и диоде соответствуют результатам, полученным с помощью специализированного пакета программ для выбора типа приборов и определения характеристик охладителей фирмы Semikron – Semisel. Результаты, полученные в Semisel для модуля типа SEMITRANS SKM 300GB123D при работе в АИН с параметрами аналогичными MatLab-модели, представлены в табл. 2. Необходимо отметить, что в MatLab-модели не учитывались динамические потери в диоде

(при необходимости подобную оценку можно выполнить аналогично оценке потерь в транзисторе), поэтому температура перехода транзистора и диода, полученные в MatLab-модели отличаются от температуры в Semisel на 3°C и 8°C соответственно. Незначительно отличаются мощности статических и динамических потерь, что связано с погрешностью вычислений. На рис. 13. представлена осциллограмма переходного процесса нагрева транзистора и обратного диода.

Таблица 2

Температура перехода и мощности потерь в модуле типа SEMITRANS SKM 300GB123D

Параметры	Semisel	MatLab
$P_{cond tr}$	41 Вт	46 Вт
$P_{sw tr}$	30 Вт	27 Вт
P_{tr}	71 Вт	75 Вт
$P_{cond d}$	3 Вт	3 Вт
$P_{sw d}$	8 Вт	-
P_d	11 Вт	3 Вт
P_{tot}	489 Вт	468 Вт
T_s	94 °C	92 °C
T_c	100 °C	98 °C
T_{tr}	105 °C	102 °C
T_d	102 °C	94 °C

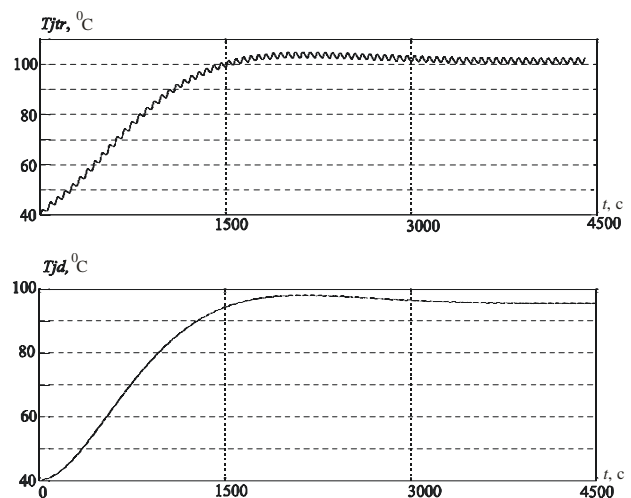


Рис. 13. Осциллограмма переходного процесса нагрева транзистора и обратного диода в АИН

ВЫВОДЫ

1. Разработан метод определения суммарной мгновенной мощности статических и динамических потерь и мгновенных значений температур переходов транзисторно-диодных модулей при дискретном моделировании полупроводниковых преобразователей с помощью пакета *MatLab/Simulink* в режимах, когда интервал дискретизации в модели близок к временам включения и выключения транзистора.

2. Температуры переходов транзистора и диода, получаемые в *MatLab*-модели в установившемся режиме, практически совпадают с их значениями, рассчитанными с помощью программы *Semisel*.

3. Предложены *MatLab*-модели понижающего преобразователя постоянного напряжения и трехфазного автономного инвертора напряжения, в которых мгновенные значения температур переходов транзисторов и диодов, определяемых статическими и динамическими потерями в них, выводятся на виртуальный осциллограф и дисплей. Корректная работа указанных *MatLab*-моделей обеспечивается при изменяющемся токе нагрузки, входном напряжении и частоте модуляции.

4. Разработанные модели могут быть использованы для расчета мгновенного и среднего в заданном интервале времени значений КПД системы электропитания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Потемкин В.Г. Система MatLab, справочное пособие: М., МИФИ, 1988.
2. Дьяконов В., Круглов В. Математические пакеты расширения MatLab, специальный справочник. С-Пб., 2001.
3. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 288 с.
4. SEMISEL Simulation. <http://www.semikron.com>.
5. M.H. Rashid, H.M. Rashid. SPICE for Power Electronics and Electric Power Second Edition - CRC Press, Taylor & Francis Group, the academic division of T&F Informa plc. Boca Raton London New York, 2006. – 530 p.
6. Колпаков А. И. Моделирование транзисторов IGBT с помощью PSPICE // Компоненты и технологии. – 2002. – № 840.
7. Недолужко И., Лебедев А. Методика определения параметров PSPICE моделей IGBT транзисторов // Силовая электроника. – 2005. – №2.
8. Ивахно В.В., Замаруев В.В., Мальяренко Е.А., Стысло Б.А., Семивол И.В. Учебный лабораторный стенд для исследования характеристик IGBT-модулей // Технічна електродинаміка. – 2008. – Тематичний випуск "Силова електроніка та енергоефективність", ч. 4. – Київ: ІЕД НАН України, 2008. – С. 125-128.

9. Semikron Innovation + Service. Power Semiconductors 99. Semikron International. Germany.
10. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics. Converters, Application and Design. John Willy & Sons, INC, N.Y., 1995, 802 p.

Bibliography (transliterated): 1. Potemkin V.G. Sistema MatLab, spravocnoe posobie: M., MIFI, 1988. 2. D'yakonov V., Kruglov V. Matematicheskie pakety rasshireniya MatLab, special'nyj spravocchnik. S-Pb., 2001. 3. Chernyh I.V. Modelirovanie `elektrotehnicheskikh ustrojstv v MATLAB, SimPowerSystems i Simulink. - M.: DMK Press; SPb.: Piter, 2008. - 288 s. 4. SEMISEL Simulation. <http://www.semikron.com>. 5. M.H. Rashid, H.M. Rashid. SPICE for Power Electronics and Electric Power Second Edition - CRC Press, Taylor & Francis Group, the academic division of T&F Informa plc. Boca Raton London New York, 2006. - 530 p. 6. Kolpakov A. I. Modelirovanie tranzistorov IGBT s pomosh'yu PSPICE // Komponenty i tehnologii. - 2002. - № 840. 7. Nedoluzhko I., Lebedev A. Metodika opredeleniya parametrov PSPICE modelej IGBT tranzistorov // Silovaya `elektronika. - 2005. - №2. 8. Ivahno V.V., Zamaruev V.V., Malyarenko E.A., Styslo B.A., Semivol I.V. Uchebnyj laboratornyj stend dlya issledovaniya harakteristik IGBT-modulej // Tehnichna elektrodinamika. - 2008. - Tematichnij vipusk "Silova elektronika ta energoefektivnist", ch. 4. - Kіiv: IED NAN Ukraїni, 2008. - S. 125-128. 9. Semikron Innovation + Service. Power Semiconductors 99. Semikron International. Germany. 10. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics. Converters, Application and Design. John Willy & Sons, INC, N.Y., 1995, 802 p.

Поступила 23.03.2011

*Жемеров Георгий Георгиевич, д.т.н., проф.
Ивахно Владимир Викторович, к.т.н., проф.
Ковальчук Ольга Игоревна, аспирант*
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
кафедра "Промышленная и биомедицинская электроника"
61002, Харьков, ул. Фрунзе 21
тел./факс: (057) 707-63-12
e-mail: zhemerov@online.kharkiv.net,
Olha.kov@mail.ru

Zhemerov G.G., Ivahno V.V., Kovalchuk O.I.
Calculation of loss power and structure temperature of transistor-diode modules in converters computer simulation

A calculation method for the total instant power of static and dynamic losses and transistor-diode modules transition temperature is considered under discrete simulation of semiconductor converters by means of MatLab (Simulink) in modes with a quantization interval in models close to the transistor turn-on and turn-off times.

Key words – semiconductor device, transistor, loss power, static loss, dynamic loss, turn-on time, turn off-time, MatLab model, computer simulation, converter.

РАСЧЕТ РЕЖИМА СИСТЕМЫ АВТОНОМНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Запропонований метод розрахунку динамічного режиму системи автономного електропостачання змінного струму малої потужності. Метод заснований на попередній аналітичній апроксимації вирішення нелінійного рівняння алгебри і на цій основі чисельної інтеграції диференціальних рівнянь системи. Метод проілюстрований на прикладі розрахунку режиму системи електропостачання з ланкою постійного струму в умовах змінного навантаження.

Предложен метод расчета динамического режима системы автономного электроснабжения переменного тока малой мощности. Метод основан на предварительной аналитической аппроксимации решения нелинейного алгебраического уравнения и на этой основе численного интегрирования дифференциальных уравнений системы. Метод проиллюстрирован на примере расчета режима системы электроснабжения со звеном постоянного тока в условиях переменной нагрузки.

ВВЕДЕНИЕ

Системы автономного электроснабжения малой мощности, приводимые в действие силой ветра и относящиеся к нетрадиционным источникам электроэнергии, применяются для питания бытовых и промышленных нужд и в современных условиях представляют альтернативу традиционному электроснабжению. Это особенно актуально для потребителей удаленных районов, где есть затруднения со стационарным электроснабжением. В системах автономного электроснабжения малой мощности нет механических или гидравлических устройств регулирования скорости вращения, вместо которых применяются балластное сопротивление нагрузки и аккумуляторная батарея (АБ) [1]. Эти элементы входят в промежуточное звено постоянного тока с буферным накопителем энергии и последующим преобразованием ее инвертором в напряжение и ток промышленной частоты. В общем случае подобная система состоит из генератора и выпрямителя, к выходным шинам которого с напряжением u подсоединяется балластное сопротивление $r_{бал}$, аккумуляторная батарея с проводимостью $g_{акк}$ и нагрузка r_n , в качестве которой выступает входное сопротивление инвертора.

В то время как математическое описание мощных систем электроснабжения с ветротурбинами, работающих на сеть, сравнительно подробно исследовано [2, 3], расчету режимов систем автономного электроснабжения малой мощности уделяется меньшее внимание. Однако подобные расчеты необходимы для правильного выбора параметров элементов системы и оценки ее эффективности, так как опыт эксплуатации таких систем показывает, что их работа зачастую неустойчива и сопровождается скачками скорости вращения при изменении сопротивления нагрузки и ветра [4]. В работах [5, 6], например, выполнено моделирование режима подобных систем малой мощности с использованием генератора переменного напряжения на постоянных магнитах, однако математическое описание узла "выпрямитель – фильтр" и аккумуляторной батареи представляется упрощенным, а аналитическая аппроксимация относительного вращающего момента имеет недостаточную точность.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью статьи является разработка уточненного математического описания системы автономного электроснабжения малой мощности и расчет ее режима в условиях изменения сопротивления нагрузки и скорости ветра.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СИСТЕМЫ

Математическое описание генератора с постоянными магнитами при допущении синусоидальности напряжения и ненасыщенности магнитной цепи выполняется в ортогональных d, q – координатах с опережающим вращением продольной оси [5]

$$\left. \begin{aligned} 1,5(r i_d + L_d \frac{d i_d}{dt} + L_q i_q p \Omega) + i_d \frac{R_H}{\sqrt{3}} &= 0; \\ 1,5(r i_q + L_q \frac{d i_q}{dt} - L_d i_d p \Omega - \Psi p \Omega) + i_q \frac{R_H}{\sqrt{3}} &= 0 \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где u_d, i_d, u_q, i_q – продольные и поперечные составляющие фазных напряжений и токов; L_d, L_q – индуктивности фазной обмотки статора генератора вдоль соответствующих осей; p – число пар полюсов; r – активное сопротивление фазы обмотки статора; Ψ – потокосцепление магнитов вдоль продольной оси генератора; Ω – угловая скорость; R_H – обобщенное сопротивление нагрузки.

Пренебрегая электрической инерционностью генератора по сравнению с механической инерционностью системы, из уравнений (1) получаем:

$$i_q = \frac{1,5 p \Omega \Psi \left(1,5 r + \frac{R_H}{\sqrt{3}}\right)}{L_d L_q (1,5 p \Omega)^2 + \left(1,5 r + \frac{R_H}{\sqrt{3}}\right)^2}; \quad i_d = -\frac{1,5 p \Omega L_q i_q}{1,5 r + \frac{R_H}{\sqrt{3}}}$$

и выходной ток

$$i = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = \frac{1,5 p \Omega \Psi \sqrt{(1,5 p \Omega L_q)^2 + \left(1,5 r + \frac{R_H}{\sqrt{3}}\right)^2}}{(1,5 p \Omega)^2 L_d L_q + \left(1,5 r + \frac{R_H}{\sqrt{3}}\right)^2}. \quad (2)$$

Уравнение динамики механической части системы имеет вид уравнения равновесия моментов

$$J \frac{d\Omega}{dt} + k_{mp}\Omega + M_{ген} = M_{вк}, \quad (3)$$

где J – момент инерции; k_{mp} – коэффициент трения; $M_{ген} = 1,5\pi i_q [1,5\Psi + (L_d - L_q)i_d]$ – электромагнитный момент генератора; $M_{вк}$ – вращающий момент ветроколеса, зависящий от скорости ветра V [5]:

$$M_{вк} = M(z) \frac{D^3 \rho \pi V^2}{16},$$

где D – диаметр ветроколеса; ρ – плотность воздуха; $z = D\Omega/2V$; $M(z)$ – относительный момент, аппроксимированный в [6] выражением

$$M(z) = k_1 e^{-k_2(z-z_0)^2} + k_3 e^{-k_4 z} + k_5 \sin z - k_6 z^5,$$

где $k_1 = 0,09$; $k_2 = 0,35$; $k_3 = 0,006$; $k_4 = 0,03$; $k_5 = 0,009$; $k_6 = 3 \cdot 10^{-7}$.

Обобщенная нагрузка системы R_n представляет сопротивление диода r_d и последовательно соединенное с ним параллельное соединение аккумуляторной батареи, балластной нагрузки $r_{бал}$ и нагрузки r_n

$$R_n = r_d + (r_{бал}^{-1} + r_n^{-1} + g_{акк})^{-1}, \quad (4)$$

где $g_{акк}$ – проводимость АБ.

Сопротивление диода является функцией тока

$$r_d = r_d(i) = \begin{cases} 10^4, & i \leq 10^{-5} \text{ А}; \\ 0,1 \cdot i^{-1}, & i > 10^{-5} \text{ А}, \end{cases} \quad (5)$$

где первое условие характеризует закрытое состояние диода, второе – открытое.

Балластное сопротивление является функцией напряжения u на нагрузке [6]

$$r_{бал} = r_{бал}(u) = \begin{cases} 10^3, & u \leq U_0; \\ (u - U_0 + 10^{-3})^{-1}, & u > U_0, \end{cases} \quad (6)$$

где первое условие означает выключенное состояние балластного сопротивления (большое сопротивление) при напряжении на нагрузке, меньшем заданного U_0 ; второе слагаемое определяет убывающий характер сопротивления при избытке мощности генератора и превышении напряжением на нагрузке уровня U_0 .

Аккумуляторная батарея представляется своей проводимостью $g_{акк}$, которая зависит от напряжения u и от заряда батареи q

$$g_{акк} = g_{акк}(u, q) = \begin{cases} 0, & q \leq 0 \text{ и } u \leq U_0; \\ 0, & q \geq q_{\max} \text{ и } u \geq U_0; \\ g(u) \text{ иначе,} \end{cases} \quad (7)$$

где q_{\max} – максимально допустимый заряд АБ.

Первое условие означает невозможность разряда полностью разряженной АБ, второе – невозможность заряда полностью заряженной АБ, третье – работу АБ в режиме заряда – разряда и стабилизации напряжения u . Проводимость $g(u)$ определяется выражением [6]

$$g(u) = \begin{cases} \frac{I_{\max}}{u} - \frac{I_{\max}}{U_0} e^{-b(u-U_0)}, & u \geq U_0; \\ -\frac{I_{\max}}{u} + \frac{I_{\max}}{U_0} e^{b(u-U_0)}, & u < U_0, \end{cases}$$

где I_{\max} – максимально допустимый ток заряда и разряда АБ. Первое условие означает режим заряда и поглощения избыточной мощности генератора, вто-

рое – режим заряда. Если ток заряда или разряда меньше предельного значения, происходит стабилизация напряжения на нагрузке, если ток выходит на предельные значения, стабилизации не возникает. Коэффициент b определяет степень сглаживания напряжения и выбирается в диапазоне 2...10.

Заряд АБ зависит от ее тока и описывается уравнением

$$T_{акк} \frac{dq}{dt} = u \cdot g_{акк}(u, q), \quad (8)$$

где $T_{акк}$ – постоянная, характеризующая емкость АБ и, следовательно, скорость ее заряда и разряда.

Таким образом, режим системы описывается дифференциальными уравнениями (3), (8) и алгебраическим уравнением

$$i = u \cdot (r_{бал}^{-1}(u) + r_n^{-1}(t) + g_{акк}(u, q)), \quad (9)$$

где ток i по выражению (2) зависит от скорости вращения Ω и от обобщенного сопротивления нагрузки R_n по выражению (4) с сопротивлениями $r_d(i)$ по (5), $r_{бал}(u)$ по (6), проводимостью $g_{акк}(u, q)$ по (7) и сопротивлением нагрузки, зависящим от времени $r_n(t)$.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Непосредственное численное решение уравнений (3), (8), (9) при произвольных $r_n(t)$ и $V(t)$ затруднено. Возможность применения схемного моделирования [5] ограничена большим количеством нелинейных элементов и сложным характером зависимостей. Более предпочтительной представляется аналитическая аппроксимация численного решения алгебраического уравнения (9).

Для этого на сетке r_{ni} , Ω_j ; $i, j = 1, 2, \dots, n$ с шагом Δr_n , $\Delta \Omega$ численным решением уравнения (9) получены значения напряжения

$$u_{ij}(r_{ni}, \Omega_j) = u(r_{n0} + i\Delta r_n, \Omega_0 + j\Delta \Omega) \quad (10)$$

для случаев, когда АБ отключена $g_{акк} = 0$ и когда она включена $g_{акк} = g(u)$. Графически зависимость в виде поверхности функции двух переменных изображена на рис. 1 (случай включенной АБ). Решение и дальнейшие построения выполнены при следующих типовых параметрах системы автономного электроснабжения малой мощности: $L_d = 3,2$ мГн; $L_q = 2,7$ мГн; $r = 0,3$ Ом; $p = 12$; $\Psi = 0,165$ Вб; $k_{mp} = 0,01$; $D = 4$ м; $J = 11,1$ кг·м²; $T_{акк} = 20$; $U_0 = 56$ В. Плоская часть поверхности с отклонениями в доли Вольта характеризует эффект стабилизации напряжения, которая нарушается лишь при малом сопротивлении нагрузки и скорости.

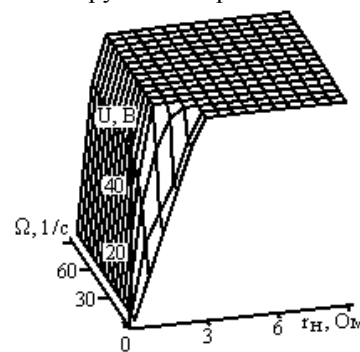


Рис. 1. Поверхность зависимости напряжения от скорости вращения и сопротивления нагрузки

Обе зависимости аппроксимированы функцией Бесселя второго порядка по переменным r_n, Ω [7]:

$$U(r_n, \Omega) = 0,25U_1 + 0,5(x-0,5)U_2 + 0,5(y-0,5)U_3 + (x-0,5)(y-0,5)U_4, \quad (11)$$

где $U_1 = u_{00} + u_{10} + u_{01} + u_{11}$; $U_2 = u_{10} + u_{00} + u_{11} + u_{01}$; $U_3 = u_{01} + u_{00} + u_{11} + u_{10}$; $U_4 = u_{11} + u_{10} + u_{01} + u_{00}$; $x = (r_n - r_{n0})/\Delta r_n$; $y = (\Omega - \Omega_0)/\Delta \Omega$; r_{n0}, Ω_0 – начальные (минимальные) значения r_n, Ω .

Теперь возможно численное интегрирование уравнений (3), (8) при обращении к одной из двух функций $U(r_n, \Omega)$ в зависимости от включенного или выключенного состояния АБ в соответствии с условиями (7).

Для анализа стационарного режима системы электроснабжения, при различных r_n, V с использованием значений момента генератора $M_{ген}$, соответствующих величинам напряжения (10), на сетке r_{ni}, V_k ; $i, k = 1, 2 \dots n$ с шагом $\Delta r_n, \Delta V$ численно получены значения скорости, как решения уравнения (3) при $d\Omega/dt = 0$

$$\Omega_{ik}(r_{ni}, V_k) = \Omega(r_{n0} + i\Delta r_n, V_0 + k\Delta V).$$

Эти значения определяют установившуюся скорость вращения генератора при фиксированных r_n, V и образуют сложную складчатую поверхность, фрагмент которой изображен на рис. 2, а сечения ее плоскостями $\Omega, 0, V$ для различных r_n – на рис. 3. Эти рисунки получены для включенных балластного сопротивления и АБ и показывают, что на поверхности решения выделяются две устойчивые области с сечениями по $0-a$ и $b-c$ с положительным наклоном к оси V и одна неустойчивая область с сечением по $a-b$ и отрицательным наклоном. Линии перегиба, отделяющие устойчивые и неустойчивые области поверхности, в проекции на плоскость r_n, V изображены на рис. 4 (сплошные линии).

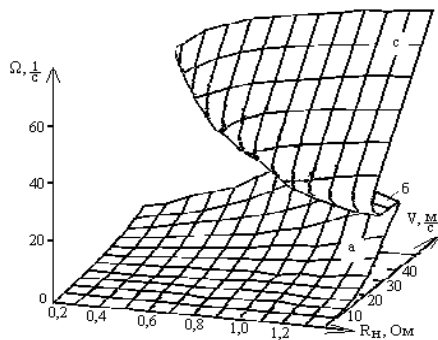


Рис. 2. Поверхность зависимости скорости генератора от сопротивления нагрузки и скорости ветра

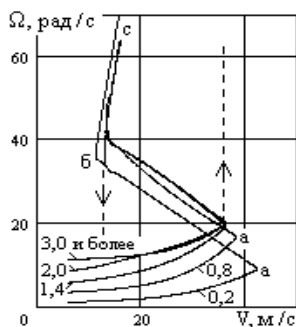


Рис. 3. Сечения поверхности скорости в условиях стабилизации при различных сопротивлениях нагрузки

При увеличении скорости ветра и неизменном сопротивлении нагрузки изображающая точка режима перемещается по вертикальной прямой на плоскости r_n, V , и при пересечении с линией перегиба a , скорость Ω скачком перейдет с нижней устойчивой области $0-a$ (малая скорость) на верхнюю устойчивую область $b-c$ (большая скорость) на рис. 3 по штриховой линии вверх.

При снижении скорости ветра и неизменном сопротивлении нагрузки происходит обратный скачок скорости Ω с верхней области в нижнюю (по штриховой линии вниз) по достижении линии перегиба b (рис. 4).

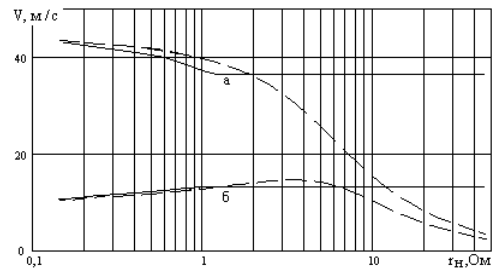


Рис. 4. Линии перегиба поверхности скорости

Аналогичные скачки скорости генератора происходят при изменении сопротивления нагрузки в диапазоне до 1 Ом и при постоянной скорости ветра. При изменении сопротивления в диапазоне, большем 1 Ом, в силу стабилизирующего действия балластного сопротивления и АБ скачков скорости не происходит; поверхность решения оказывается параллельной оси r_n .

Анализ рис. 2-4 показывает, что устойчивая работа системы возможна в широком диапазоне r_n, V на нижней области поверхности решения $0-a$ с низкими скоростями вращения генератора (до 20 с^{-1}). Уход на верхнюю область высоких скоростей возможен только при чрезмерных скоростях ветра ($\approx 35 \text{ м/с}$) в точке b .

Работа системы на верхней области поверхности решения возможна на скоростях ветра $13 \dots 16 \text{ м/с}$ и сопровождается значительными изменениями скорости вращения в диапазоне $40 \dots 60 \text{ с}^{-1}$. Неприятной особенностью является невозвратный переход в нижнюю область при снижении скорости ветра до 13 м/с . Таким образом, стабилизация напряжения на нагрузке при изменении ее сопротивления в широком диапазоне не достигается ценой значительных колебаний скорости вращения генератора и узким диапазоном благоприятного изменения скорости ветра.

Для сравнения на рис. 5 изображены сечения рассматриваемой поверхности решения уравнения (3) для различных r_n в условиях отсутствия стабилизации напряжения (балластное сопротивление и АБ отключены). Соответствующие линии перегиба a и b в проекции на плоскость r_n, V изображены на рис. 4 (штриховые линии). Рис. 4, 5 показывают, что с ростом r_n происходит спрямление поверхности решения. При $r_n > 50 \text{ Ом}$ она уже представляет наклонную плоскость, и устойчивая работа с приемлемыми скоростями вращения $20 \dots 40 \text{ с}^{-1}$ возможна при скоростях ветра до $8 \dots 12 \text{ м/с}$. При сопротивлениях нагрузки $r_n < 2 \text{ Ом}$ ярко выраженный складчатый характер поверхности решения сохраняется.

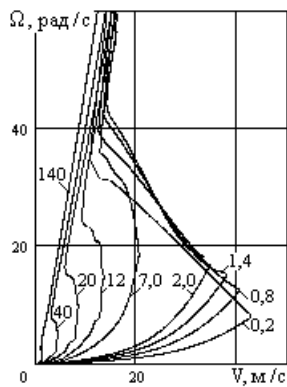


Рис. 5. Сечения поверхности скорости без стабилизации

На рис. 6 изображены расчетные графики режима системы при изменяющихся сопротивлении нагрузки и скорости ветра, полученные численным интегрированием уравнений (3), (8) с обращением к соответствующим функциям $U(r_n, V)$ по выражению (11). Колебания скорости ветра происходят около значения 15 м/с, что соответствует работе системы на верхней области решений. Режим характеризуется значительными изменениями скорости вращения.

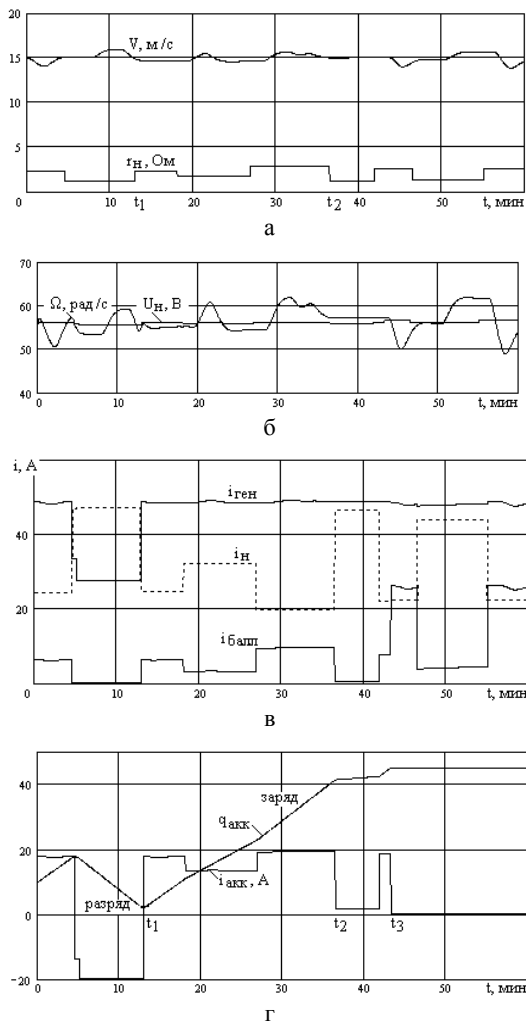


Рис. 6. Стационарный режим системы:

- а) скорость ветра и сопротивление нагрузки;
- б) скорость генератора и напряжение нагрузки;
- в) ток генератора, нагрузки и балластного сопротивления;
- г) ток и заряд аккумулятора.

Колебания напряжения на нагрузке наблюдаются в пределах 1...2 В на уровне $U_0 = 56$ В, т.е. стабилизация напряжения осуществляется. Ток балластного сопротивления увеличивается на интервалах времени, когда увеличивается сопротивление нагрузки. Аккумуляторная батарея на первом провале сопротивления нагрузки разряжается предельным током, что приводит к потере стабилизации напряжения. На интервале t_1 - t_2 при сравнительно высоких сопротивлениях нагрузки АБ заряжается, и стабилизация напряжения осуществляется более эффективно. При полном заряде АБ с момента t_3 его стабилизирующее действие прекращается, и колебания напряжения нагрузки становятся более заметными, изменения тока балластного сопротивления – более интенсивными.

На рис. 7 изображены графики режима системы при скачкообразной потере скорости вращения генератора в момент t_1 , когда скорость ветра достигает критического значения (13 м/с). В течение 10 мин после потери скорости за счет разряда АБ поддерживается напряжение нагрузки. При полном разряде АБ система переходит на нижнюю поверхность скорости 2...4 с⁻¹. Для возвращения системы в рабочий режим необходимо отключить АБ, балластное сопротивление и нагрузку, тогда возможно увеличение скорости генератора до 40...60 с⁻¹ (рис. 5).

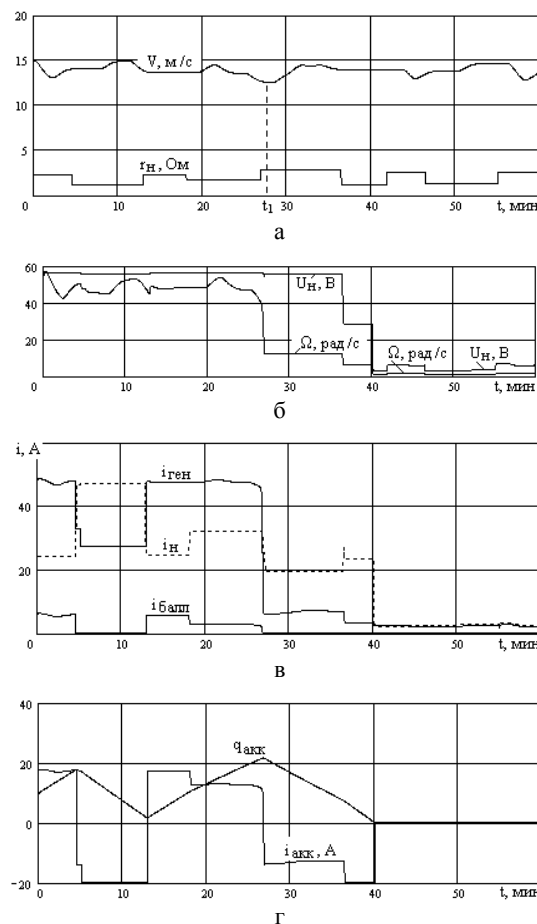


Рис. 7. Потеря скорости и напряжения системы при падении скорости ветра:

- а) скорость ветра и сопротивление нагрузки;
- б) скорость генератора и напряжение нагрузки;
- в) ток генератора, нагрузки и балластного сопротивления;
- г) ток и заряд аккумулятора.

ВЫВОДЫ

Предложенный метод решения совокупности нелинейных алгебраических и дифференциальных уравнений режима системы автономного электроснабжения позволяет имитировать динамику системы в течение длительного времени в условиях произвольно меняющейся скорости ветра и сопротивления нагрузки. Построенное математическое описание системы в достаточной мере отражает ее поведение.

Типовая система автономного электроснабжения с электрическими средствами стабилизации напряжения устойчиво работает при значительных скоростях ветра. Снижение скорости ветра приводит к скачкообразной потере скорости генератора и выходного напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лукутин Б.В. Энергоэффективные системы генерирования электроэнергии для автономных ветроэлектростанций / Б.В. Лукутин, О.Б. Лукутин, Е.Б. Шандарова // Известия Томского политехнического ун-та. Т.308. – 2005. – № 7. – С. 203–206.
2. Андриенко П.Д. Стабилизация частоты вращения турбин генераторов ветроэлектрической установки / П.Д. Андриенко, В.С. Кражан, И.Ю. Немудрый. – Материалы международной н/т конф. "Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах", Севастополь, 2010 г. – Изд-во СевНТУ. – 2010. – С. 97-98.
3. Буяльский В.И. Повышение эффективности управления ветротурбиной // Вестник СевГТУ. Серия Механика, энергетика, экология: сб. науч. тр. – Севастополь: Изд-во СевНТУ. – 2008. – Вып. 88. – С. 152-156.
4. Устойчивость режима автономной ветроэлектрической установки малой мощности / А.М.Олейников [и др.] – Материалы международной н/т конф. "Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах", Севастополь, 2010 г. – Изд-во СевНТУ. – 2010. – С. 102-103.
5. Моделирование динамического режима автономной ветроэлектрической установки малой мощности / А.М.Олейников [и др.] // Праці Інституту електродинаміки НАНУ: зб. наук. праць. – Київ. – 2009. – Вип. 24. – С. 11-18.
6. Моделирование режима ветроэлектрической установки малой мощности / А.М.Олейников [и др.] // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 2. – С. 16-20.
7. Корн Г. Справочник по математике / Г Корн, Т.Корн. – М.: Наука, 1968. – 720 с.

Bibliography (transliterated): 1. Lukutin B.V. `Energ`o`effektivnyye sistemy generirovaniya `elektro`energii dlya avtonomnyh vetro`elektrostantsij / B.V. Lukutin, O.B. Lukutin, E.B. Shandarova // Izvestiya Tomskogo politehnicheskogo un-ta. T.308. - 2005. - № 7. - S. 203-206. 2. Andrienko P.D. Stabilizaciya chastoty vrascheniya turbin generatorov vetro`elektricheskoy ustanovki / P.D. Andrienko, V.S. Krazhan, I.Yu. Nemudryj. - Materialy mezhdunar n/t. konf. "Problemy povysheniya `effektivnosti` `elektromehaniicheskikh preobrazovatelej v `elektro`energeticheskikh sistemah", Sevastopol', 2010 g. - Izd-vo SevNTU. - 2010. - S. 97-98. 3. Buyal'skij V.I. Povyschenie `effektivnosti upravleniya vetroturbinoj // Vestnik SevGTU. Seriya Mehanika, `energetika, `ekologiya: sb. nauch. tr. - Sevastopol': Izd-vo SevNTU. - 2008. - Vyp. 88. - S. 152-156. 4. Ustojchivost' rezhima avtonomnoj vetro`elektricheskoy ustanovki maloj moschnosti / A.M.Olejnikov [i dr.] - Materialy mezhdunarodnoj n/t konf. "Problemy povysheniya `effektivnosti` `elektromehaniicheskikh preobrazovatelej v `elektro`energeticheskikh sistemah", Sevastopol', 2010 g. - Izd-vo SevNTU. - 2010. - S. 102-103. 5. Modelirovanie dinamiicheskogo rezhima avtonomnoj vetro`elektricheskoy ustanovki maloj moschnosti / A.M.Olejnikov [i dr.] // Praci Institutu elektrodinamiki NANU: zb. nauk. prac'. - Kii'v. - 2009. - Vip. 24. - S. 11-18. 6. Modelirovanie rezhima vetro`elektricheskoy ustanovki maloj moschnosti / A.M.Olejnikov [i dr.] // Elektrotehnika i elektromehaniika. - 2010. - № 2. - S. 16-20. 7. Korn G. Spravochnik po matematike / G Korn, T.Korn. - M.: Nauka, 1968. - 720 s.

Поступила 01.04.2011

Канов Лев Николаевич, к.т.н., доц.

Севастопольский национальный технический университет
кафедра судовых и промышленных
электромеханических систем
99053, Севастополь, ул. Университетская, 33, СевНТУ
тел. (0962) 435–272

Kanov L.N.

Calculation of an autonomous low-power ac supply system state

A calculation technique for dynamic state of an autonomous low-power ac supply system is introduced. The technique is based on preliminary analytical approximation of the solution of a nonlinear algebraic equation and numeral integration of differential equations of the system. The technique is illustrated with an example calculation of the state of a power supply system with a DC link under variable load conditions.

Key words – power supply, alternating current, storage battery, variable load, algebraic and differential equations set.

ОГЛЯД ТА ПЕРСПЕКТИВИ РОЗВИТКУ МАТЕРІАЛІВ ДЛЯ КОНТАКТІВ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ АПАРАТІВ НИЗЬКОЇ НАПРУГИ

Розглянуто особливості матеріалів для контактів терміналів, а також властивості та склад композитних матеріалів для контактних елементів найбільш розповсюджених видів електромеханічних комутаційних апаратів. Наводяться дані щодо нового зносостійкого та екологічно безпечного композитного контактного матеріалу.

Рассмотрены особенности материалов для контактов терминалов, а также свойства и состав композитных материалов для контактных элементов наиболее распространенных видов электромеханических коммутационных аппаратов. Приводятся данные о новом износостойком и экологически безопасном композитном контактном материале.

ОСОБЛИВОСТІ КОНТАКТІВ ТЕРМІНАЛІВ ТА КОМУТАЦІЙНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ АПАРАТІВ

Електромеханічні комутаційні апарати, а саме апарати, у яких комутаційні функції виконують контакти, мають суттєві переваги перед напівпровідниковими та гібридними апаратами і домінують у відповідному сегменті ринку. Ми уникаємо термінів «контактний апарат» або «безконтактний апарат», оскільки до складу будь-яких апаратів (навіть тих, які не мають комутаційних елементів – запобіжники, розрядники, реактори тощо) обов'язково входять контакти для приєднання цих апаратів до зовнішніх кіл, тобто контакти терміналів електричних апаратів.

Умови роботи та вимоги до контактів терміналів суттєво відрізняються від умов роботи та вимог до контактів, які здійснюють комутації кіл в процесі роботи апаратів, тому відрізняються й матеріали, які у згаданих контактах застосовуються. Якщо у контактах терміналів переважно застосовується мідь різних марок та навіть алюміній (значно рідше, але застосовується), то асортимент матеріалів для контактів комутаційних елементів незрівнянно більший – це і чисті метали (мідь, срібло та деякі дорогоцінні метали), причому для рухомих та нерухомих контактів застосовують як однакові, так і різні метали – це і стопи металів, це і різноманітні металокерамічні композиції.

Зовнішні провідники мають бути надовго приєднаними до виводів апаратів, тому основною вимогою до контактів терміналів є стабільність перехідного опору впродовж тривалого часу – днів, тижнів, місяців й навіть років. Проблема стабільності перехідного опору розв'язується застосуванням надійних загискових пристроїв у терміналах, антикорозійним покриттям поверхонь виводів та змащенням контактних поверхонь (рис. 1).

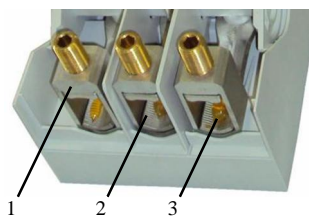


Рис. 1. Термінали для приєднання круглих провідників:
1 – стовпчикова затискна пристрій з латунними гвинтами;
2 – вивід з лудженої міді; 3 – заводське змащення

Вибір матеріалу для контактів комутаційних елементів електричних апаратів здійснюється у залежності від виду апарата (вимикачі навантаження, автоматичні відмикачі, контактори, пускачі, апарати кіл керування, реле тощо), режиму роботи (восьмигодинний, безпере-

рвний або тривалий, переривчастий або повторно-короткочасний, а також короткочасний) та категорії його застосування. Категорія застосування апарата визначає сфери його використання та характеризується одним чи декількома з таких умов експлуатації: струмом, вираженим у кратності до номінального робочого струму, напругою, вираженою у кратності до номінальної робочої напруги; коефіцієнтом потужності навантаги (для апаратів змінного струму) або її сталою часу (для апаратів постійного струму); умовами короткого замикання; селективністю; іншими умовами експлуатації (у разі необхідності). Оскільки суттєво відрізняються сфери застосування та вимоги до апаратів різних видів, то суттєво відрізняються й матеріали контактів їх комутаційних елементів

Наведемо короткий огляд вимог до найбільш розповсюджених видів електромеханічних комутаційних апаратів та апаратів керування з точки зору застосування у них різних матеріалів для контактних елементів.

Комутаційні апарати з ручним керуванням

До апаратів цієї групи будемо відносити роз'єднувачі (disconnectors¹: 441-14-05), вимикачі (switches: 441-14-10) та комбінації із запобіжниками (fuse-combination units: 441-14-04), а саме роз'єднувачі-запобіжники (disconnecter-fuses: 441-14-15); вимикачі-роз'єднувачі-запобіжники (switch-disconnector-fuses: 441-14-16); запобіжники-роз'єднувачі (fuse-disconnectors: 441-14-18) та запобіжники-вимикачі-роз'єднувачі (fuse-switch-disconnectors: 441-14-19). Роз'єднувачі-запобіжники та вимикачі-роз'єднувачі-запобіжники представляють собою просте поєднання комутаційного апарата з послідовно приєднаним до нього запобіжником. Останні два – це спеціально сконструйовані апарати, у яких роль рухомого контакту виконує вставка запобіжника. У цих апаратах, а також у роз'єднувачах-запобіжниках зазвичай реалізуються залежні ручні операції (dependent manual operations: 441-16-13) замикання та розмикання, тобто операції, у яких швидкість та сила операції залежать від

¹ У даній статті при посиланні на термін з Міжнародного електротехнічного словника (International Electrotechnical Vocabulary – IEV) у дужках будемо наводити відповідний термін англійською мовою та номер поняття у даному словнику без абрєвіатури IEV. При посиланні на терміни, що запозичуються зі стандартів Міжнародної електротехнічної комісії (International Electrotechnical Commission – IEC), будемо, після згадування відповідного терміну, зазначати у дужках термін англійською мовою, номер стандарту (без абрєвіатури IEC) та номер пункту у стандарті, у якому відповідний термін наводиться. При посиланні на терміни, що запозичуються з радянських та міждержавних стандартів, перед номером стандарту вказується абрєвіатура ГОСТ.

дії оператора. У вимикачах-роз'єднувачах-запобіжниках з метою забезпечення надійного відмикання кіл з великими струмами реалізуються незалежні ручні операції (independent manual operations: 441-16-16), у яких швидкість та сила операції не залежать від дії оператора.

Вимоги до зазначених вище апаратів сформульовані у міжнародному стандарті ІЕС 60947-3. Ці апарати не призначені для відмикання струмів короткого замикання, але можуть їх вмикати та проводити впродовж визначеного часу.

У конструкціях апаратів з ручним керуванням зазвичай застосовуються ковзні контакти (sliding contacts: 441-15-15), їх виготовляють з міді, незважаючи на те, що ці апарати можуть працювати як у восьмигодинному, так і у безперервному режимах (eight-hour duty: 60947-1, 4.3.4.1; uninterrupt duty: 60947-1, 4.3.4.2). Якщо апарат працює у восьмигодинному режимі, то оксидна плівка, яка з часом покриває поверхні, що контактують, руйнується завдяки ковзному переміщенню рухомого контакту відносно нерухомого (рис. 2,а).

При відносно великих очікуваних наскрізних струмах короткого замикання зменшення сили приварювання забезпечується за рахунок компенсації сил електродинамічного відкидання у конструкції з двома паралельними рухомими контактами (рис. 2,б).

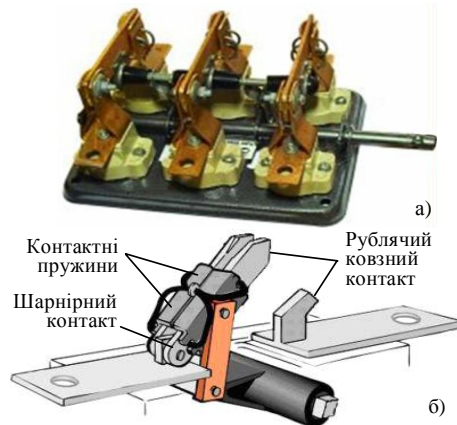


Рис. 2. Ковзні контакти у конструкціях апаратів з ручним керуванням: а – роз'єднувач з рублячими ковзними контактами з одним рухомих ножовим контактом у кожному полюсі; б – контактна система полюсу апарата з двома паралельними ножовими контактами

Автоматичні відмикачі

Вимоги до автоматичних відмикачів (circuit-breakers: 441-14-20) зафіксовані у двох міжнародних стандартах – ІЕС 60947-2 (для відмикачів промислового призначення) та ІЕС 60898-1 (для відмикачів побутового та аналогічного застосування). На відміну від роз'єднувачів, вимикачів та комбінацій із запобіжниками, автоматичні відмикачі спроможні відмикати не тільки робочі струми та струми перевантажень, а й струми коротких замикань.

У конструкціях автоматичних відмикачів застосовуються стичні контакти (butt contacts: 441-15-14) з контактними накладками, склад яких залежить від сфери використання (промислового чи побутового призначення) та категорії застосування відмикачів промислового призначення (А – відмикачі, що спрацьовують при коротких замиканнях без витримки часу та В – відмикачі, що спрацьовують при коротких замиканнях з витримкою часу).

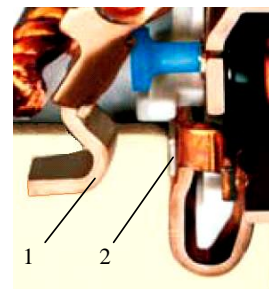
Якщо час розмикання відмикача категорії А є достатньо малим (меншим за 5 – 6 мс), такий відмикач

набуває струмообмежувальної здатності – струм у колі з цим відмикачем не доходить до пікового значення, тому такі відмикачі відносять до класу струмообмежувальних (current-limiting circuit-breakers: 441-14-21). Контактні елементи цих відмикачів повинні забезпечувати стабільно низьке значення перехідного опору, адже основним режимом їх роботи є безперервний режим, а також сприяти підвищенню здатності до вмикання коротких замикань (short-circuit making capacity: 441-17-10) та здатності до відмикання коротких замикань (short-circuit breaking capacity: 441-17-11). Зазначені вимоги є достатньо суперечливими, тому відповідність цим вимогам забезпечується шляхом підбору відповідних металокерамічних композицій, що застосовуються у контактних накладках – різних для рухомих та нерухомих контактів.

Для забезпечення селективності захисту від коротких замикань відмикачі категорії В (їх також називають селективними) мають спрацьовувати з витримкою часу, отже через їх головні кола при замкнених контактах проходять пікові струми. При цьому контакти повинні лишатися замкненими та не приварюватися один до одного. Контактні елементи цих відмикачів, як і відмикачів категорії А, повинні забезпечувати стабільно низьке значення перехідного опору, адже основним режимом їх роботи також є безперервний режим.

Відмикачі побутового призначення працюють на нижніх гілках розподільних мереж, тому ці відмикачі мають бути струмообмежувальними. Контактні накладки у цих відмикачах застосовуються тільки на нерухомих контактах (рис. 3). Після декількох спрацьовувань під навантаженням поверхня мідного рухомого контакту (завдяки ерозії матеріалу з контактної накладки на нерухомому контакті) вкривається шаром срібла, що забезпечує стабільно низьке значення перехідного опору у безперервному режимі.

Рис. 3. Комутаційний елемент відмикача побутового призначення: 1 – рухомий контакт з міді; 2 – контактна накладка на нерухомому контакті



Контактори та пускачі

Вимоги до електромеханічних контакторів (contactors: 441-14-33) та пускачів (starters: 441-14-38) сформульовані у міжнародному стандарті ІЕС 60947-4-1. Контакттори та пускачі не призначені для відмикання струмів короткого замикання, але можуть їх вмикати та проводити впродовж часу спрацьовування апарата захисту від коротких замикань (запобіжника або відмикача), який обов'язково має бути підключеним послідовно з головним колом контактора чи пускача. Основним призначенням контакторів та пускачів є комутація кіл з відносно високою частотою (від декількох десятків до тисячі комутацій за годину). Одними з основних вимог до контакторів та пускачів є вимоги щодо значень механічної та електричної зносостійкості (mechanical durability: 60947-1, 7.2.4.3.1; electrical durability: 60947-1, 7.2.4.3.2), які на один – три порядки мають перевищувати відповідні показники апаратів з ручним керуванням та відмикачів. У конструкціях контакторів та пускачів застосовуються стичні контакти (важливі або місткові) без контактних накладок або з контактними накладками, склад яких визначається категорією застосування. Найбільш

часто контактори мають працювати відповідно до категорій застосування АС-3 та АС-4. Обидві категорії передбачають застосування контакторів для керування асинхронними двигунами з короткозамкненим ротором, причому у категорії АС-3 контактор має забезпечувати пуск та вимикання двигуна під час обертання, а у категорії АС-4 контактор має забезпечувати пуск та вимикання загальмованого двигуна, а також гальмування противключенням та поштовховий режим.

Контактори для категорії АС-4 зазвичай мають конструкцію поворотного типу (рис. 4,а) з контактною системою важільного типу, причому контакти можуть бути виготовлені з міді або з металокераміки на основі міді (рис. 4,б).



Рис. 4. Триполюсний контактор змінного струму для категорії застосування АС-4 (а) та вузол його рухомого контакту (б)

Контактори з мідними стиковими контактами не призначені для роботи у безперервному режимі, вони мають застосовуватися лише у переривчастому або восьмигодинному режимах, виходячи з того, що електрична дуга, яка виникає при розмиканні контактів, руйнує оксидну плівку, що утворюється на поверхнях контактів.

В контакторах при тривалому режимі експлуатації застосовується контактний матеріал із кадмієвої або берилієвої бронзи, яка має високу зносостійкість, корозійну стійкість і достатню електропровідність.

Контактори для категорії АС-3 зазвичай мають конструкцію прямоходового типу (рис. 5,а) з контактною системою місткового типу (рис. 5,б), причому накладки виготовляються з металокерамічних композицій.



Рис. 5. Прямоходовий контактор змінного струму для категорії застосування АС-3: а – зовнішній вигляд; б – контактна система

Апарати кіл керування та реле

До апаратів кіл керування (control circuit devices: 60947-5-1, 2.1.1) відносять електричні пристрої, призначені для керування, сигналізації, блокування тощо в комутаційній апаратурі та апаратурі керування. Основними різновидами апаратів кіл керування є перемикачі

керування (control switches: 441-14-46), керовані перемикачі (pilot switches: 441-14-48) та програмовані перемикачі (programmings: 60947-5-1, 2.2.1.4). До цих апаратів також відносять так звані контакторні реле (contactor relays: 441-14-35), які у деяких джерелах називають проміжними реле. Вимоги до цих апаратів сформульовані у міжнародному стандарті ІЕС 60947-5-1.

До перемикачів керування відносять кнопкові перемикачі (push-buttons: 441-14-53), джойстики (joy sticks: 2.2.2.19), педальні перемикачі (foot switches (pedal): 60947-5-1, 2.2.2.21), поворотні перемикачі (rotary switches: 441-14-47) (рис. 6).

До керованих перемикачів відносять позиційні перемикачі (position switches: 441-14-49) та кінцеві вимикачі (limit switches: 441-14-50).

Сучасні програмовані перемикачі – це мікропроцесорні пристрої з контактними елементами на виході.

Контактні елементи усіх згаданих вище апаратів зазвичай є містковими (крім контактів деяких реле) з накладками із срібла або металокераміки. Робочі струми цих апаратів є відносно невеликими, відповідно невеликими є й контактні натиснення, тому серед вимог до матеріалів контактних елементів у даному випадку на перший план виходить надійність контактування.

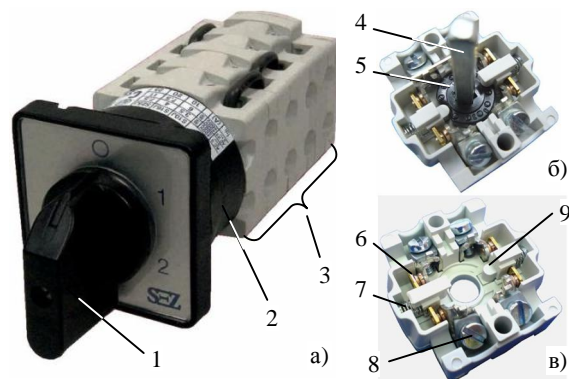


Рис. 6. Поворотні перемикачі: а – зовнішній вигляд; б, в – побудова контактних блоків (contact units). 1 – актуатор; 2 – механізм фіксації; 3 – пакет контактних блоків; 4 – привідний вал; 5 – кулачок; 6 – контактний елемент; 7 – контактна пружина; 8 – термінал; 9 – штовхач контактного елемента.

МЕТАЛОКЕРАМІЧНІ КОМПОЗИЦІЇ ДЛЯ СТИКОВИХ КОНТАКТІВ КОМУТАЦІЙНИХ АПАРАТІВ ТА АПАРАТІВ КЕРУВАННЯ

До матеріалів стикових контактів комутаційних апаратів та апаратів керування висуваються такі вимоги:

- висока механічна зносостійкість;
- висока електрична зносостійкість;
- висока стійкість до зварювання;
- висока електропровідність;
- висока теплопровідність;
- низький та стабільний перехідний опір;
- низька схильність до взаємодії з хімічно-активними складовими атмосфери – двоокисом вуглецю, сірководнем, двоокисом сірки, аміаком, киснем тощо;
- забезпечення надійного кріплення до контактодержача зварюванням, пайкою чи заклепуванням;
- низька вартість при заданому рівні надійності.

Перерахованим вимогам не може задовольнити жодний з чистих металів. Зокрема, мідь, яку можна було б вважати ідеальним контактним матеріалом (питома маса $\gamma = 8,96 \text{ г/см}^3$; питомий опір $\rho = 0,017 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$;

питома теплопровідність $\lambda = 406$ Вт/(м·К); питома теплоємність – 386 Дж/(кг·К); температура топлення – 1083°C; температура кипіння – 2600°C; твердість Нв = 35 кгс/мм²; межа міцності при розтягуванні 14 кгс/мм²), які не схильність до окислення, внаслідок чого на поверхні утворюються плівки з надзвичайно високим опором, що збільшує перехідний опір контактів, а відтак сприяє неприпустимому перегріванню або навіть порушенню контакту. Тому в сучасній апаратурі мідні контакти замінюються композиційними на основі міді. Тим не менш, мідь має широке застосування в комутаційних апаратах з ручним керуванням, які працюють із значними механічними зусиллями і з ковзанням робочих поверхонь.

Суттєво меншу хімічну активність порівняно з міддю має срібло, тому перехідний опір контактів, виготовлених із срібла, є відносно стабільним. Слід зазначити, що чисте срібло у контактних матеріалах застосовується досить рідко, але срібло застосовується в контактах як домінуючий компонент у композиціях з іншими металами та їх сполуками.

Благородні метали (золото, платина, паладій тощо), тобто метали з низькою хімічною активністю у недавньому минулому мали широке застосування в контактах електричних реле, а також як захисне покриття в контактах електричних з'єднувачів (золото), які використовувалися в слабкострумній апаратурі, призначеній переважно для військово-промислового комплексу.

Чисте срібло (краще кажучи стопи срібла з малим вмістом домішок) застосовуються в біметалевих контактах (рис. 7) електромеханічних реле. У якості робочого шару в таких контактах найчастіше застосовуються стопи (сплави – рус.) Cr999, CrM-0,2 та CrH-0,1.



Рис. 7. Біметалевий контакт:
1 – несуча мідна ніжка;
2 – робочий (контактний) шар.
Робочий шар зварюється з шляпкою ніжки за допомогою установки контактного зварювання.

Стоп Cr999 – це майже чисте срібло з незначним вмістом домішок (табл. 1) [1].

Таблиця 1. Хімічний склад срібного стопу Cr999

Марка	Хімічний склад, %						
	Срібло, не менше	Домішки, не більше					Всього
		Свинець	Залізо	Сурма	Вісмут	Мідь	
Cr999	99,90	0,004	0,035	0,003	0,003	0,055	0,10

Контактні матеріали Cr999 застосовуються в електромеханічних реле типу ПЕ-40, ПЕ-41, ПЕ-43 та інших з номінальним струмом до 5 А.

Свинець при топленні розчиняється в сріблі і при внутрішньому окисленні подрібнює зерна срібної матриці [2].

Залізо не розчиняється в срібній матриці, а підвищує твердість стопу (твердість заліза Нв=45 кгс/мм²) та температуру топлення (температура топлення заліза 1539°C), що в цілому підвищує електроерозійну стійкість контактів [2].

Сурма підвищує твердість стопу, так як створюються тверді розчини сурми на основі срібла.

Вісмут є сильним окислювачем і при розчинності його в сріблі, залізі, міді і при внутрішньому окисленні створюються оксиди елементів, які створюють дрі-

бнодисперсну структуру срібної матриці і підвищують її твердість до 80 кгс/мм² [3].

При внутрішньому окисленні стопу срібло-мідь збільшується зносостійкість і опір контактів зварюванню і обгоранню.

Введення перерахованих вище домішок в стоп срібла і його внутрішнє окислення дозволило підвищити електроерозійну стійкість в 4 рази в порівнянні з чистим сріблом.

Контактні матеріали типу CrM-0,2 застосовуються в біметалевих контактах реле РПЛ і магнітних пускачах серії ПМЛ з номінальним струмом 10 ... 16 А та ступенем захисту IP54 (табл. 2).

Таблиця 2. Хімічний склад срібного стопу типу CrM-0,2

Марка	Хімічний склад, %					
	Срібло, не менше	Домішки, не більше				Всього
		Мідь	Нікель	Бор	Ітрій	
CrM-0,2	99,196	0,5	0,2	0,1	0,004	0,804

Домішка нікелю 0,2% маси уповільнює зростання зерна срібла. Вплив нікелю на подрібнення зерна срібла обґрунтовано тим, що в рідкому сріблі розчиняється 0,16% його маси, а в твердому сріблі при температурі 400°C розчиняється 0,012% маси нікелю. Таким чином при затвердінні срібла з розчиненим 0,16% маси нікелю виділяються його дрібні частинки, які збільшують центри кристалізації [2].

Введення міді створює стоп твердого розчину, що підвищує його твердість.

При температурі 600°C ітрій розчиняється в сріблі, після внутрішнього окислення твердість стопу складає Нв = 110 кгс/мм², внаслідок чого підвищується електроерозійна стійкість.

Бор в з'єднаннях з інгредієнтами стопу при внутрішньому окисленні створює дрібнозернисту структуру, завдяки чому підвищується електроерозійна стійкість [3].

Контактні матеріали типу CrH-0,1 застосовуються в контактах теплових реле і магнітних пускачах, що комутують струм до 10 А [2].

Таблиця 3. Хімічний склад срібного стопу типу CrH-0,1

Марка	Хімічний склад, %					
	Срібло, не менше	Домішки, не більше				Всього
		Мідь	Нікель	Фосфор	Берилій	
CrH-0,1	99,768	0,12	0,1	0,003	0,009	0,232

При комутації струму срібло на робочій поверхні контакту (табл.3) розтоплюється й поглинає кисень із повітря, який бурхливо виділяється при застиганні срібла і його розбризкує. Мідь усуває даний ефект за рахунок поглинання кисню із розтопленого срібла і зменшує його розбризування, що підвищує електроерозійну стійкість контактів.

Мідь із сріблом утворюють твердий розчин і підвищують його міцність.

Введення нікелю подрібнює зерна срібла і структура стопу стає дрібнозернистою, а це підвищує міцність і твердість. Для розкислення стопу вводять фосфор, після чого злитки прокатують і виготовляють контакти необхідної форми [3].

Срібні стопи CrM-0,2 та CrH-0,1 є малолегованими, вони містять до 1 % (за масою) легуючих компонентів, які надають стопам необхідні властивості щодо комутації струмів низького і середнього рівня: високу електро- та теплопровідність, ерозійну стійкість і зносостійкість.

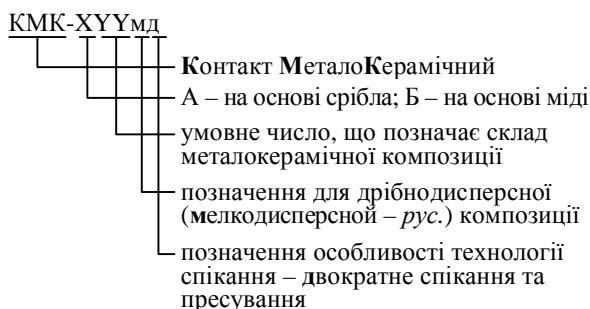
Застосування методів порошкової металургії дозволяє створити так звані металокерамічні контакти (МК), які у певній мірі задовольняють більшості суперечливих вимог до стикових контактів комутаційних апаратів та апаратів керування та компенсують недоліки стопів: невелику міцність, схильність до місткостворення і зварювання, сульфідна корозія..

Металокерамічними називають контакти, виготовлені методом твердофазного спікання суміші порошків різних металів та окисів, підібраних у певних пропорціях. Технологія виготовлення металокерамічних контактів передбачає такі етапи:

- змішування (вібросмішування) порошків у заданих пропорціях;
- пресування;
- спікання при температурі, яка є меншою за температуру топлення компонентів;
- опресування та повторне спікання з метою ущільнення і надання контактам остаточної форми

Основними перевагами металокерамічних контактів перед контактами, виготовленими з чистих металів та стопів є майже повна безвідходність та можливість отримувати властивості контактних матеріалів, які є непритаманними чистим металом та стопам.

Ефективність застосування металокерамічних контактів виявилася настільки значною, що в СРСР був створений державний стандарт, який регламентував основні різновиди й склад металокерамічних контактів – ГОСТ 19725-74 [4]. За цим стандартом металокерамічні контакти мали позначатися так:



Сферою дії ГОСТ 19725-74 були контакт-деталі, які містять срібло з підшаром і без підшару та виготовлені методом твердофазного спікання для замикання й розмикання електричних кіл в комутаційних апаратах напругою до 1000 В. Цей стандарт передбачав випуск підприємствами СРСР композиції, марки яких наведені в табл. 4.

Таблиця 4. Склад металокерамічних композицій за ГОСТ19725-74

Марка контакту	Масова частка матеріалу, %						
	Срібло	Оксид кадмію	Оксид міді	Нікель	Графіт	Кадмій	Залізо
КМК-А00	99,9	–	–	–	–	–	–
КМК-А10м	85+/-0,5	решта	–	–	–	–	–
КМК-А20м	90+/-0,5	–	решта	–	–	–	–
КМК-А30	70+/-0,5	–	–	решта	–	–	–
КМК-А30м	70+/-0,5	–	–	решта	–	–	–
КМК-А30мд	70+/-0,5	–	–	решта	–	–	–
КМК-А31	60+/-0,5	–	–	решта	–	–	–
КМК-А31м	60+/-0,5	–	–	решта	–	–	–
КМК-А33мд	69+/-0,5	–	–	29	2+/-0,3	–	–
КМК-А40	95+/-0,5	–	–	–	решта	–	–
КМК-А41	97+/-0,5	–	–	–	решта	–	–
КМК-А50	76+/-0,5	–	–	0,8+/-0,1	–	решта	0,4+/-0,1
КМК-А32	68+/-0,5	–	–	29	3+/-0,3	–	–

Серед найбільш розповсюджених металокерамічних композицій слід зазначити такі:

А00 – чисте срібло (не менш 99,9%), якщо контакт виготовлено за технологією МК;

А10 – 85,0±05% срібла, решта – окис кадмію (у ГОСТ 19725 наводиться лише позначення для дрібнодисперсної композиції – А10м), стара назва – СОК15;

А30 – 70,0±05% срібла, решта – нікель, стара назва – СН30; (у ГОСТ 19725-74 наводиться також позначення для дрібнодисперсної композиції – А30м, а також А30мд – для композиції, яка передбачає подвійне спікання).

Контакт марки КМК-А30 має високу електроерозійну стійкість (в порівнянні зі сріблом) і низький стабільний перехідний опір. Дрібнодисперсний контактний матеріал з розміром частинок 1 мкм (КМК-А30м) має електроерозійну стійкість в 1,5 ... 2 рази вищу ніж матеріал з частинками 10 ... 100 мкм (КМК-А30).

Стабільність перехідного опору контактів КМК-А30 пояснюється властивостями поверхневих плівок, що утворюються на робочих поверхнях контактів. Нікель, окислюючись на повітрі під дією електричної дуги, утворює оксиди різного складу, які не утворюють стопів між собою і утворюють різні тонкі плівки.

Основний недолік контактів марки КМК-А30 – низька стійкість до зварювання при комутації струму. Для збільшення стійкості до зварювання при перевантаженнях та струмах короткого замикання контакти марок КМК-А30м використовують у парі з контактами КМК-А41.

Контакти КМК-А41 мають високу стійкість до зварювання при перевантаженнях та струмах короткого замикання, низький й стабільний перехідний опір. Недолік матеріалу – низькі твердість і міцність, які знижують електроерозійну стійкість. Тому композиції марки КМК-А41 (на нерухомих контактах) застосовують в парі з контактами КМК-А30 (на рухомих контактах), наприклад, у відмикачах з робочими струмами до 160 А.

У відмикачах з більшими робочими струмами композиція КМК-А41 не забезпечує необхідну електроерозійну стійкість, тому в таких апаратах для нерухомих контактів застосовують інші композиції. Зокрема, у відмикачах А3700 для нерухомих контактів застосовується композиція марки КМК-А33м, а на рухомих контактах – КМК-А30м.

У якості матеріалу нерухомого контакту в деяких відмикачах застосовується металокерамічна композиція КМК-А33мд, яка містить 69% срібла, 29% нікелю та 2% графіту, який підвищує лугостійкість та зменшує схильність контактів до зварювання.

Донедавна в контакторах широко застосовувалися однорідні контакти марки КМК-А10 (85% срібла та 15% оксиду кадмію), яка має унікальну дугогасну здатність, стабільність контактного опору, а також відносно високу стійкість до ерозії та зварювання.

Високі дугогасні властивості цієї композиції зумовлені низькою температурою сублимації CdO, яка становить 700°C і є нижчою температури топлення срібла – 960,5°C. Стабільність контактного опору забезпечується низькою термічною стійкістю CdO, в результаті контактні поверхні виявляються вільними від накопичень оксидів.

Інтенсивний розпад CdO відбувається при температурі вище 1000°C з виділенням значного об'єму газоподібного кисню і парів кадмію – об'єм газоподібного кисню і парів кадмію перевищує об'єм твердого CdO приблизно у 10 000 разів. Таке бурхливе виділення кисню та кадмію механічно видає дугу, примушуючи її переміщуватися по робочій поверхні контактів. В той же час дуга горить в атмосфері парів кадмію і кисню, потенціал іонізації яких вище ніж парів срібла (потенціал іонізації атомів срібла становить 7,54 В, кадмію – 8,96 В, кисню – 13,55 В), внаслідок чого дуга в середовищі продуктів дисоціації CdO гасне швидше ніж в парах срібла.

Внаслідок дуже швидкого пересування дуги по робочим поверхням мікроструктура основної маси контактів не змінюється і тим самим забезпечується їх термічна стійкість.

Оксид CdO, який утворюється внаслідок зворотної реакції окислення парів кадмію в області більш низьких температур при гасінні дуги, осідає на робочій поверхні контактів, перешкоджаючи їх зварюванню при замиканні.

Нажаль, цей чудовий матеріал (для комутаційних апаратів і у першу чергу для контакторів, які повинні мати дуже високу електричну зносостійкість) являється токсичним і входить до переліку матеріалів, не рекомендованих до застосування європейською Директивою 2002/95/EU (RoHS directive – Restriction of Hazardous Substances) [6] та низкою вітчизняних нормативних документів. Зокрема, Державні санітарні правила та норми ДСанПіН 2.2.7. 029-99 відносять кадмій до речовин I-го класу небезпеки (надзвичайно небезпечних речовин) [5].

Ця обставина спонукає до активних досліджень в напрямі пошуку альтернативних до КМК-А10 матеріалів й виходити за межі рекомендацій старого стандарту (ГОСТ 19725-74). Відтак змінюються й позначення металокерамічних композицій.

В деяких електромагнітних пусках на струми 10 та 16 А відкрито виконання (ступінь захисту IP00) наразі застосовують контакти марки СрН10. Цей композиційний матеріал контактів містить 90% (за масою) срібла та 10% нікелю. Він має низький та стабільний перехідний контактний опір, а також відносно високу (хоча й меншу ніж у КМК-А10м) ерозійну стійкість.

Низький перехідний опір забезпечується тим, що хоча при нагріванні до 500°C нікель й окислюється, але окисна плівка виявляється тонкою і слабо утримується на робочій поверхні контакту, до того ж при навіть незначній механічній дії руйнується.

В контактному матеріалі СрН10 срібло й нікель майже не змішуються між собою ані в твердому, ані в рідкому стані, а незначний відсоток нікелю, який все ж таки розчиняється в сріблі, дає можливість отримати дрібнозернисту структуру срібла, яка значно підвищує електроерозійну стійкість контактів і знижує їх схильність до зварювання.

ПЕРСПЕКТИВИ СТВОРЕННЯ УДОСКОНАЛЕНИХ МЕТАЛОКЕРАМІЧНИХ КОМПОЗИЦІЙ ДЛЯ КОНТАКТНИХ КОМУТАЦІЙНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Проблема заміни оксиду кадмію на матеріали, які не є токсичними, є дуже актуальною не тільки для нашої країни, а й в усьому світі. Зокрема, в Доповіді Ради Керівників Програми ООН із захисту довкілля (UNEP

[7] відзначається, що «... кадмій, як і раніше, створює проблеми для країн, що розвиваються та для країн з перехідною економікою, у яких відсутній достатній потенціал для забезпечення екологічно обґрунтованого регулювання та видалення цих речовин...».

Численні дослідження, проведені науковцями у різних країнах [8], показали можливість застосування в електричних контактах замість оксиду кадмію оксидів інших металів, серед яких особливу увагу привертає екологічно безпечний оксид олова.

Композиції срібла з кількістю оксиду олова (SnO₂) 8, 10, 12% маси в останні роки знаходять все більш широке застосування як контактні матеріали для низьковольтних комутаційних апаратів.

Основний недолік такого матеріалу полягає в тому, що робочі поверхні контактів зазнають окислення оксидом олова при довготривалому проходженні струму при замкнених контактах, що призводить до перегріву матеріалу та суттєвого підвищення перехідного опору [9].

Вказаний недолік може бути подоланий введенням у металокерамічну композицію спеціальних домішок [10, 11,12].

Для запобігання утворенню на робочій поверхні окисленого термостабільного шару оксиду олова був розроблений новий композиційний контактний матеріал, який включає наступні інгредієнти: 81,5% Ag + 12% SnO₂ + 4% In₂O₃ + 2% Zr + 0,5% WO₃ [10].

На рис. 8 показані результати експериментальних досліджень електричної ерозії серійних і дослідних зразків контакт-деталей в магнітних пусках ПМЛ-3121 04Б в залежності від числа циклів та складу інгредієнтів при робочому струмі 40 А, робочій напрузі 380 В, в категорії застосування АС-3.

Серійна пара контактів типу КМК-А10м має знос 59 мг за 100 тис. циклів комутацій.

Введення 12 % мас. оксиду олова внутрішнім окисленням у срібну матрицю (замість 15% оксиду кадмію) дозволило знизити електричну ерозію матеріалу на 13,5% у порівнянні з КМК-А10м, але нажаль цей матеріал має більший, ніж у КМК-А10м перехідний опір (див. вище).

Введення в матрицю оксиду вольфраму (WO₃) в кількості 0,5 % мас. запобігає утворенню термостабільного шару оксиду олова з високим питомим опором ($\rho = 4 \cdot 10^4$ Ом·м) [13] за рахунок того, що розтоплені краплі WO₃, які мають відносно низьку температуру топлення (melting) ϑ_m (для WO₃ $\vartheta_m = 1470^\circ\text{C}$), обволікають тверді частинки SnO₂ (для SnO₂ $\vartheta_m = 1900^\circ\text{C}$) та утворюють волокнистість розтопленого срібла, де волокнами є частинки SnO₂ покриті WO₃ [14]. Одночасно, введення цього інгредієнту забезпечує зниження електричної ерозії матеріалу майже на 29% у порівнянні з серійними контакт-деталлями КМК-А10м.

Введення у композицію оксиду індію (In₂O₃) дозволяє рівномірно розподіляти дрібнозернисті оксиди олова в срібній матриці і прискорювати дифузію олова у матрицю при виготовленні контактного матеріалу [15]. Додаткове введення в матрицю ще й цирконію дозволяє створити композиційний матеріал, з електричною ерозією на 40% меншою ніж у серійних контакт-деталей, виготовлених з КМК-А10м. Це досягається за рахунок поглинання кисню із розтопленого срібла внаслідок дії електричної дуги, що призводить до зменшення часу її горіння та розбризкування рідкого срібла [16].

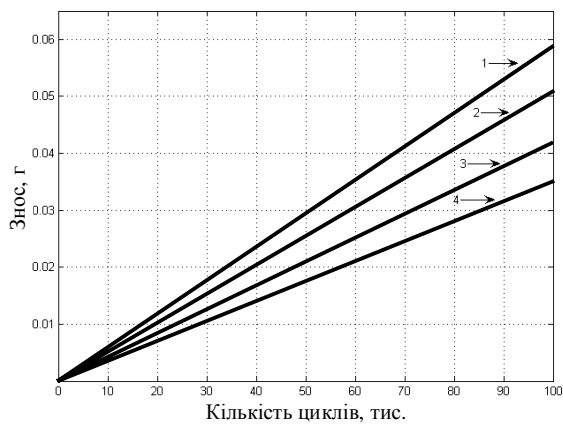


Рис. 8 Електрична ерозія серійних і дослідних зразків контакт-деталей магнітного пускача ПМЛ – 3121 04Б в залежності від числа циклів комутацій:

- 1 – серійні контакт-деталі КМК-А10мд;
- 2 – дослідний зразок Ag–SnO₂ (12 % мас.);
- 3 – дослідний зразок Ag–SnO₂ (12 % мас.)–In₂O₃ (4 % мас.)–WO₃ (0,5 % мас.);
- 4 – дослідний зразок Ag–SnO₂ (12 % мас.)–In₂O₃ (4 % мас.)–Zr (2 % мас.)–WO₃ (0,5 % мас.)

ВИСНОВКИ

Проведений огляд контактних матеріалів показує, що створення більш універсальних матеріалів на сьогодні пов'язане з розробкою гетерогенних систем – композиційних матеріалів, компоненти яких, не змішуючись один з одним, забезпечують необхідний набір властивостей відповідно до вимог, що висувають до електричних контактів комутаційних апаратів.

Одним із перспективних напрямків удосконалення металокерамічних композицій для контактних комутаційних елементів є композиції срібло-оксид олова із спеціальними домішками.

На основі проведених досліджень було знайдено склад матеріалу, який має дрібнодисперсну структуру з рівномірним розподілом оксидів по матриці. Електроерозійна стійкість нового матеріалу в 1,6 рази вища ніж у серійних контактах з композиції КМК-А10м. В новому матеріалі відсутній токсичний інгредієнт оксид кадмію, і він відноситься до екологічно-безпечних композиційних контактних матеріалів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. В.М. Мальшев, Д.В.Румянцев. Серебро. – М.: Изд-во «Книга», 1987, 319с.
2. Мастеров В.А., Саксонов Ю.В. Серебро, сплавы и биметаллы на его основе. Справочник. – М.: 1979, 295с.
3. В.В.Усов. Металловедение электрических контактов. – М.: Изд-во «Книга», 1963, 207с.
4. ГОСТ 19725-74. Аппараты электрические коммутационные. Контакты на основе серебра.
5. Державні санітарні правила та норми України ДСанПіН 2.2.7. 029-99.
6. <http://www.rohs.eu>
7. Организация Объединенных Наций. Программа Организации Объединенных Наций по окружающей среде. Доклад Совета управляющих. Двадцать пятая сессия (16–20 февраля 2009 года). Генеральная Ассамблея. Официальные отчеты. Шестьдесят четвертая сессия. Дополнение.
8. Афонин М.П., Овчинникова М.Н. Контакт-детали и контактные материалы из композиций серебро-оксид олова. – Электрические контакты и электроды // Труды Института материаловедения НАН Украины. – Киев, 2004, с. 119 – 124.
9. Е.П. Данелия, В.М. Розенберг. Внутренне окисленные сплавы. – М.: Изд-во «Металлургия», 1978, 282с.

10. Патент України на корисну модель №18931 від 15.11.2006 р. Спечений матеріал для електричних контакт-деталей.
11. Патент України на винахід №93778 від 10.03.2011р. Матеріал для електричних контактів комутаційних апаратів.
12. Патент України на корисну модель №47346 від 25.01.2010 р. Спечений матеріал для електричних контакт-деталей.
13. Физико-химические свойства окислов. Справочник. – М.: Изд-во «Металлургия», 1978, 472с.
14. Rieder W., Weichsler V. Make erosion on AgSnO₂ and AgCdO contacts in commercial contactors // IEEE Transactions on Components, Hybrids and Manufacturing Technology. – 1991, №2.-р.298-303.
15. Окисление металлов. Том 2, под ред. Ж. Бенара. – М.: Изд-во «Книга», 1969, с.
16. Л.Б. Зубков. Металл златоцветного камня. – М.: Изд-во «Наука», 1989, 154с.

Bibliography (transliterated): 1. V.M. Malyshev, D.V.Rumjancev. Serebro. – M.: Izd-vo «Kniga», 1987, 319s. 2. Masterov V.A., Saksonov Ju.V. Serebro, splavy i bime-tally na ego osnove. Spravochnik. – M.: 1979, 295s. 3. V.V.Usov. Metallovedenie jelektricheskikh kontaktov. – M.: Izd-vo «Kniga», 1963, 207s. 4. GOST 19725-74. Apparaty jelektricheskie kommutacion-nye. Kontakty na osnove serebra. 5. Derzhavni sanitarni pravila ta normi Ukraini DSanPiN 2.2.7. 029-99. 6. <http://www.rohs.eu> 7. Organizacija Ob'edinennyh Nacij. Programma Organi-zacii Ob'edinennyh Nacij po okruzhajuwej srede. Doklad Soveta upravljajuwih. Dvadcat' pjataja sessija (16–20 fevralja 2009 goda). General'naja Assambleja. Oficial'nye otchety. Shest'desjat chetvertaja sessija. Dopolnenie. 8. Afonin M.P., Ovchinnikova M.N. Kontakt-detali i kon-taknye materialy iz kompozicij serebro-oksид olova. – Jelektricheskie kontakty i jelektrody // Trudy Instituta ma-terialovedenija NAN Ukrainy. – Kiev, 2004, s. 119 – 124. 9. E.P. Danelija, V.M. Rozenberg. Vnutrenne oksislennye splavy. – M.: Izd-vo «Metallurgija», 1978, 282s. 10. Patent Ukraini na korisnu model' №18931 vid 15.11.2006 r. Spechenij material dlja elektrichnih kontakt-detalej. 11. Patent Ukraini na vinahid №93778 vid 10.03.2011r. Material dlja elektrichnih kontaktiv komutacijnih aparativ. 12. Patent Ukraini na korisnu model' №47346 vid 25.01.2010 r. Spechenij material dlja elektrichnih kontakt-detalej. 13. Fiziko-himicheskie svojstva oksidov. Spravochnik. – M.: Izd-vo «Metallurgija», 1978, 472s. 14. Rieder W., Weichsler V. Make erosion on AgSnO₂ and AgCdO contacts in commercial contactors // IEEE Transactions on Compo-nents, Hybrids and Manufakturung Technology. – 1991, №2.-p.298-303. 15. Okislenie metallov. Tom 2, pod red. Zh. Benara. – M.: Izd-vo «Kniga», 1969, s. 16. L.B. Zubkov. Metall zlatocvetnogo kamnja. – M.: Izd-vo «Nauka», 1989, 154s.

Надійшла 03.06.2011

Клименко Борис Володимирович, д.т.н, проф.
 Національний технічний університет
 "Харківський політехнічний інститут"
 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21
 НТУ "ХПІ", кафедра "Електричних апаратів"
 тел. (057) 707-62-81, e-mail: kbv@kpi.kharkov.ua

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

Klymenko B.V., Kohanovs'kij V.O.

Review and prospects of materials for contacts electric equipment low voltage.

The characteristics of materials for contact terminals, as well as the properties and composition of composite materials in the contact elements of the most common types of electromechanical switching devices. Privat-dyatsya data on the new wear resistant and environmentally safe composite contact material.

Key words – contact elements, electromechanical switching devices, composite, characteristics of materials.

СИНТЕЗ НЕЙРОСЕТЕВОГО РЕГУЛЯТОРА NARMA-L2 CONTROLLER ДЛЯ СИСТЕМЫ НАВЕДЕНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ

Б.И. Кузнецов, Т.Е. Василец, А.А. Варфоломеев

Виконано синтез нейрорегулятора на основі моделі авторегресії з ковзаючим середнім для рішення задачі управління системою наведення і стабілізації озброєння легкоброньованих машин. Наведено порядок синтезу нейрорегулятора NARMA-L2 Controller для заданого об'єкту управління. Встановлено, які параметри нейрорегулятора суттєво впливають на якість регулювання і визначені значення параметрів, що забезпечують задані показники якості функціонування системи. Виконано моделювання системи на ЕОМ.

Выполнен синтез нейрорегулятора на основе модели авторегрессии со скользящим средним для решения задачи управления системой наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин. Приведен порядок синтеза нейрорегулятора NARMA-L2 Controller для заданного объекта управления. Установлено, какие параметры нейрорегулятора существенно влияют на качество регулирования и определены значения параметров, которые обеспечивают заданные показатели качества функционирования системы. Выполнено моделирование системы на ЭВМ.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка проблемы. Используемые в настоящее время системы стабилизации вооружения не могут обеспечивать требуемых для эффективного ведения огня значений ошибки стабилизации, диапазона регулирования скорости, плавности наведения и др. Поэтому разработка систем управления вооружением легкобронированных машин, имеющих высокие динамические характеристики, является важной и актуальной.

Существует большое количество подходов к проблеме синтеза систем управления нелинейными объектами при случайных сигналах, однако при этом универсального и идеального регулятора пока не существует. Одним из наиболее перспективных направлений является построение нейросетевых систем управления.

Применение нейросетевой технологии управления позволяет в значительной мере снять математические проблемы аналитического синтеза и анализа свойств проектируемой системы. Это объясняется тем, что достигаемые свойства и качество процессов управления в нейросетевых системах в большей степени зависят от фундаментальных свойств многослойных нелинейных нейросетей, а не от аналитически рассчитанных оптимальных законов, обычно реализуемых в виде компьютерной программы. Настраиваемые многослойные нейросети обладают рядом достоинств, оправдывающих их применение в задачах управления нелинейными динамическими объектами.

Анализ последних достижений и публикаций. Термин "нейроуправление" впервые появился в работах Вербоса в 1974 году [1], однако только в конце 80-х годов началось реальное применение обучаемых многослойных нейросетей в системах управления. Решающую роль во внедрении искусственных нейронных сетей в сферу управленческих задач сыграли работы Наренды с соавторами, в частности [2].

Со середины 90-х годов большие работы по применению методов нейронных сетей в решении задач управления электромеханическими системами выполняются под руководством Клепикова В.Б. [3, 4]. В работах продемонстрирован исключительно высокий потенциал сочетания двух вычислительных технологий – искусственных нейронных сетей и генетических алгоритмов для решения задач синтеза интеллектуальных систем управления.

Большие исследования, посвященные вопросам управления нелинейными динамическими объектами при помощи искусственных нейронных сетей проводятся Руденко О.Г. и Бодянским Е.В. [5]. Особое внимание уделяется совершенствованию методов обучения нейронных сетей, идентификации нелинейных нестационарных объектов с помощью нейронных сетей, синтезу нейросетевых систем управления нелинейными объектами.

Анализ последних публикаций по синтезу современных регуляторов электромеханических систем с использованием нейронных сетей показывает, что данное направление является актуальным.

Цель статьи. Целью работы является синтез нейрорегулятора на основе модели авторегрессии со скользящим средним NARMA-L2 Controller для решения задачи управления системой наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин

ИЗЛОЖЕНИЕ МАТЕРИАЛА ИССЛЕДОВАНИЯ, ПОЛУЧЕННЫХ НАУЧНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

В пакете прикладных программ Neural Network Toolbox системы MATLAB.MATLAB реализованы три регулятора: регулятор с предсказанием NN Predictive Controller, регулятор на основе модели авторегрессии со скользящим средним NARMA-L2 Controller и регулятор на основе эталонной модели Model Reference Controller. Как показали исследования [6], наиболее эффективным для построения нейросетевой системы наведения и стабилизации является контроллер NN Predictive Controller, в основу построения которого положен принцип нелинейного предиктивного регулирования. Регулятор использует модель нелинейного управляемого объекта в виде нейронной сети для того, чтобы предсказывать его будущее поведение. Кроме того, регулятор вычисляет сигнал управления, который оптимизирует поведение объекта на заданном интервале времени. Однако, указанный регулятор требует больших вычислительных затрат и сложен для практической реализации. Поэтому представляется целесообразным исследование вопроса о возможности использования более простого регулятора NARMA-L2 Controller. Далее приводится краткая характеристика пакета и порядок синтеза нейрорегулятора на основе модели авторегрессии со

скользящим средним NARMA-L2 Controller, а так же результаты моделирования нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированной машины.

При синтезе нейрорегулятора NARMA-L2 Controller используются следующие файлы, размещенные в каталоге toolbox/nnet/ nncontrol системы SIMULINK: Nncontrolutil – поддержка, обеспечивающая возможность обращения к частным функциям из системы SIMULINK; Sfunxy2 – функция для вывода графиков; Nnident.m – функция, используемая при идентификации объекта управления (эта функция используется при построении нейросетевой модели объекта управления при синтезе всех регуляторов, реализованных в ППП Neural Network Toolbox системы MATLAB).

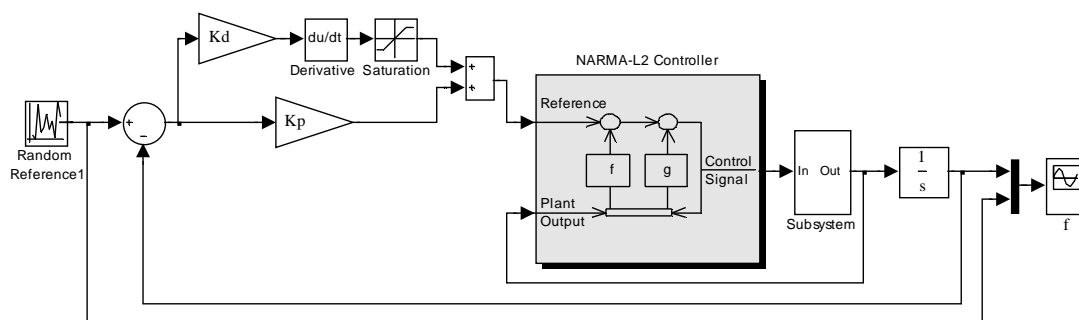


Рис. 1. Схема системы управления с нейрорегулятором NARMA-L2 Controller

Проектирование нейрорегулятора состоит из двух этапов: этап идентификации управляемого объекта и этапа синтеза закона управления. На этапе идентификации разрабатывается модель управляемого объекта в виде нейронной сети, которая на этапе синтеза используется для синтеза регулятора.

Процесс синтеза нейроконтроллера начинается путём активизации блока NARMA-L2 Controller. Появляется окно Plant Identification NARMA-L2, показанное на рис. 2. Это окно универсально и может быть использовано для построения нейросетевых моделей для любого динамического объекта, который описан моделью SIMULINK. Для построения окна и проведения процедуры идентификации в системе MATLAB используется функция nnident.m.

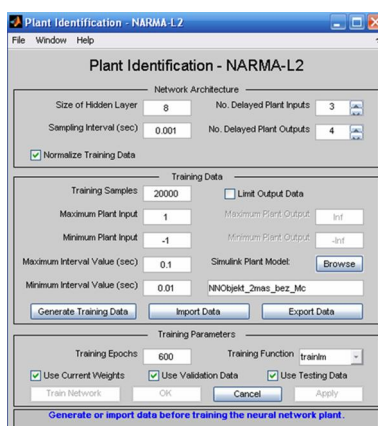


Рис. 2. Окно идентификации управляемого объекта

Процедура идентификации требует задания следующих параметров.

На рис. 1 показана структурная схема нейросетевой системы стабилизации вооружения легкобронированной машины, разработанная в системе SIMULINK. Эта структура включает блок управляемого объекта Subsystem и блок контроллера NARMA – L2 Controller, а также блоки генерации эталонного ступенчатого сигнала со случайной амплитудой Random Reference, блок построения графика. В контур положения включён ПД-регулятор, реализованный с помощью звеньев Kp, Kd (коэффициенты усиления пропорциональной и дифференциальной составляющей регулятора соответственно), а так же звеньев Derivative и Saturation. Схема модели объекта управления приведена в [7].

- Параметры архитектуры:
 - Size of Hidden Layer (N) – размер скрытого слоя определяется количеством используемых нейронов;
 - Sampling Interval (Δt) – такт дискретности в секундах определяет интервал между двумя последовательными моментами съема данных;
 - No. Delayed Plant Inputs (N_i) – количество элементов запаздывания на входе модели;
 - No. Delayed Plant Outputs (N_o) – количество элементов запаздывания на выходе модели;
 - Normalize Training Data. Окно контроля нормирования обучающих данных к диапазону [0 1].
- Параметры обучающей последовательности:
 - Training samples (N_B) – длина обучающей выборки (количество точек съема информации);
 - Maximum Plant Input (φ_{\max}) – максимальное значение входного сигнала;
 - Minimum Plant Input (φ_{\min}) – минимальное значение входного сигнала;
 - Maximum Interval Value (sec) (t_{\max}) – максимальный интервал идентификации в секундах;
 - Minimum Interval Value (sec) (t_{\min}) – минимальный интервал идентификации в секундах;
 - Limit Output Data. Окно контроля, позволяющее ограничить объем выходных данных, только при включенном окне будут доступны 2 следующих окна редактирования текста:
 - Maximum Plant Output. Максимальное значение выходного сигнала;
 - Minimum Plant Output. Минимальное значение выходного сигнала;
 - Simulink Plant Model – задание модели Simulink с указанием входных и выходных портов, используе-

мых при построении нейросетевой модели управляемой системы.

С помощью кнопки Browser выбирается необходимая модель из числа доступных, например схема модели исполнительного устройства стабилизатора вооружения, приведенная в [7].

■ Параметры обучения:

Training Epochs – количество циклов обучения;

Training function – задание обучающей функции;

Use Current Weights – окно контроля, позволяющее подтвердить использование текущих весов нейронной сети;

Use Validation/Testing Training – выбор этих окон контроля означает, что по 25 % данных из обучающей последовательности будет использовано для формирования контроля и текстового подмножеств.

Модель нейронной сети может быть построена в системе Simulink с помощью оператора gensim (netn) (рис. 3).

Элементы нейронной сети, соответствуют следующим параметрам, заданным в окне идентификации (см. рис. 2): размер скрытого слоя $S = 8$, количество элементов запаздывания на входе модели $N_i = 3$ и количество элементов запаздывания на выходе модели $N_j = 4$. Каждый последующий элемент появляется в отдельном окне при активизации предыдущего двойным щелчком мыши. Из данных элементов в системе Simulink построена схема сети, показанная на рис. 4.

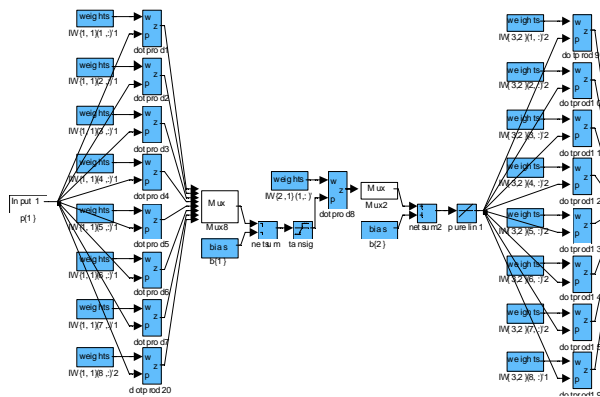


Рис. 4. Модель статической сети netn с прямой передачей сигнала нейрорегулятора NARMA-L2

Данная сеть не имеет элементов задержки, т.е. является статической. Сеть использует 1 вектор входа с 6 элементами.

На первые N_j входов подаются сигналы $y(k), y(k-1), \dots, y(k-N_j+1)$ (в рассматриваемом случае $y(k), y(k-1), y(k-2), y(k-3)$), на следующие (N_i-1) входов подаются сигналы $u(k-1), \dots, u(k-N_i+1)$ (в рассматриваемом случае $u(k-1), u(k-2)$). Сеть имеет 6 слоёв с 8 нейронами в первом и третьем слоях и 1 нейрон в во втором, четвёртом, пятом и шестом слоях. Используемые функции активации: гиперболического тангенса (tansig) – в первом и третьем слое, линейная (purelin) – во втором, четвёртом, пятом и шестом слоях.

После создания сети netn происходит её преобразование с помощью следующих операторов:

```
netn.numInputs=2;
netn.numInputs=3;
```

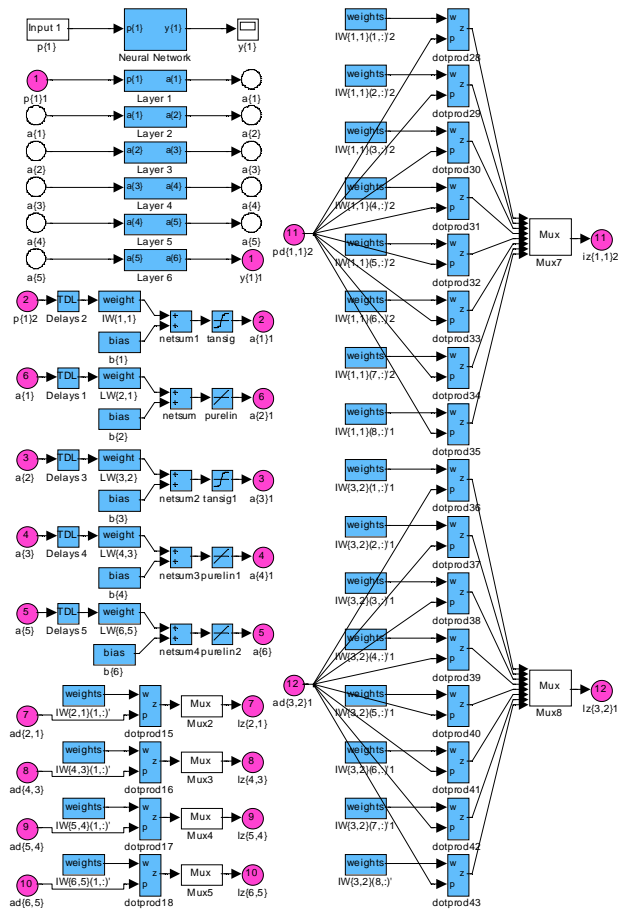


Рис. 3. Модели элементов нейронной сети, построенные с помощью оператора gensim (netn)

```
netn.inputs{2}.size=netn.inputs{1}.size;
netn.inputs{2}.range=netn.inputs{1}.range;
netn.inputs{3}.range=minmax(ptr{3,1});
netn.biasConnect(5:6)=0;
netn.layers{5}.netInputFcn='netprod';
netn.inputConnect(3,2)=1;
netn.inputConnect(5,3)=1;
netn.layerConnect(6,2)=1;
netn.layerConnect(3,2)=0.
```

В результате формируется сеть, элементы которой показаны на рис. 5. Сеть использует 3 вектора входа с 6 элементами в первом и втором векторах и 1 элементом в третьем векторе. Второй вектор входа формируется так же, как и первый, описанный выше. На третий вход подаются сигналы $u(k)$. Вместо линейной функции активации (purelin) в пятом слое устанавливается функция активации netprod, выполняющая функцию поэлементного произведения взвешенных входов.

Схема преобразованной сети, построенная с использованием элементов рис.5, показана на рис. 6.

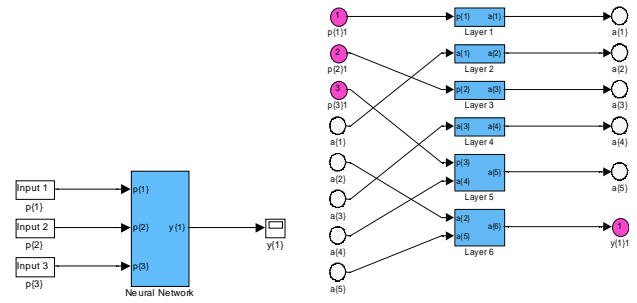


Рис. 5. Модели элементов преобразованной сети netn

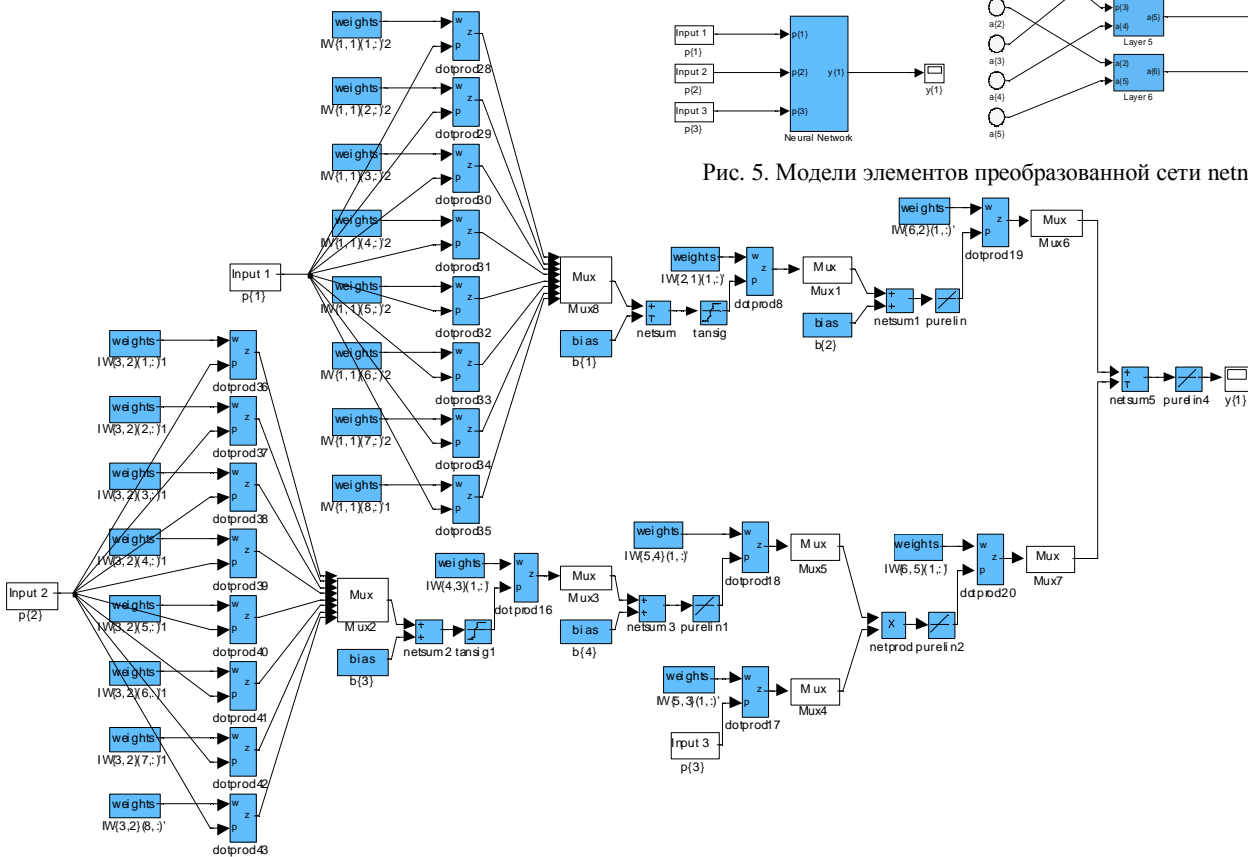


Рис. 6. Модель преобразованной сети netn с тремя векторами входа нейрорегулятора NARMA-L2

После создания сети выполняется процесс её обучения. Векторы входа представляются как числовые массивы выборок в формате double, что соответствует групповому представлению данных. Обучение осуществляется с использованием функции trainlm, соответствующей алгоритму Левенберга-Марквардта. Динамика изменения ошибки обучения, а так же проверки на контрольном и тестовом множествах отражаются в окне рис. 7.

Результаты обучения отображаются на графиках рис. 8. Результаты тестирования на контрольном и тестовом множестве отображаются на графиках, аналогичных рис. 8.

После окончания процесса обучения числовые значения элементов матриц весов IW{1,1}, IW{3,2}, IW{5,3}, LW{2,1}, LW{4,3}, LW{5,4}, LW{6,5}, LW{6,2} и смещений b{1}, b{2}, b{3}, b{4} вводятся в блок NARMA – L2 Controller системы Simulink. В системе Simulink данная сеть представляется в виде структурной схемы, показанной на рис.9. Параметр K блоков Matrix Gain соответствует:

```

Matrix Gain1 IW1_1=netn.IW{1,1};
Matrix Gain2 IW3_2=netn.IW{3,2};
Matrix Gain3 LW2_1=netn.LW{2,1};
Matrix Gain4 LW4_3=netn.LW{4,3};
Matrix Gain5 LW6_2=netn.LW{6,2};
Matrix Gain8 LW6_5*LW5_4*IW5_3=netn.LW{6,5}*
*netn.LW{5,4}*netn.IW{5,3}.

```

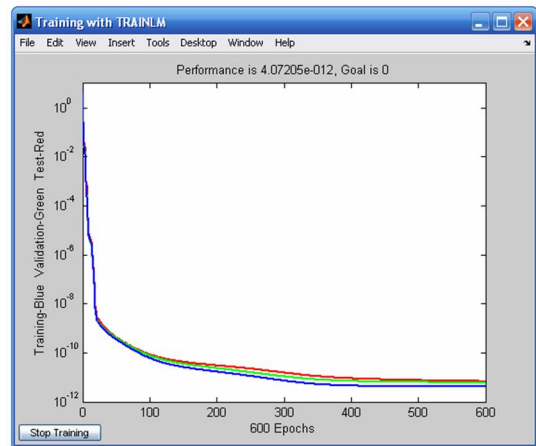


Рис. 7. Окно контроля процесса обучения нейронной сети нейрорегулятора NARMA-L2 Controller

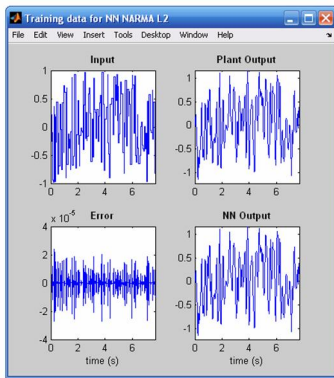


Рис. 8. Результаты тренировки сети нейрорегулятора NARMA-L2 Controller

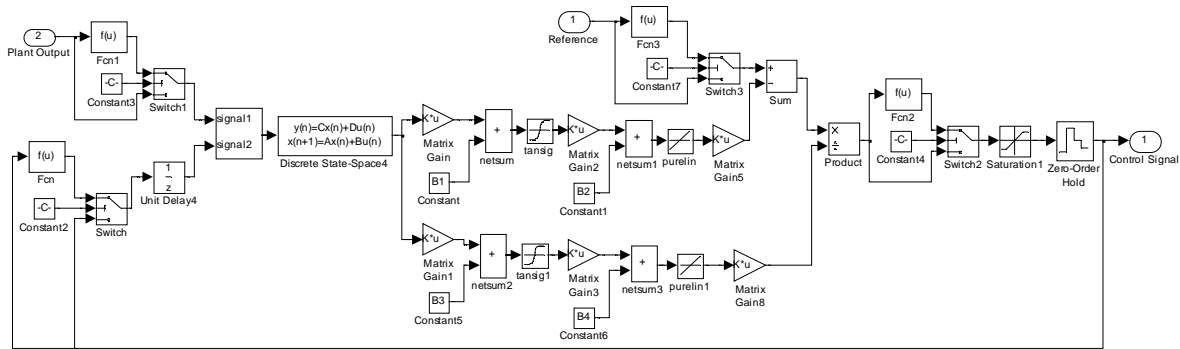


Рис. 9. Структурная схема нейросетевой модели объекта регулирования нейрорегулятора NARMA-L2

Успех тренировки сети в значительной степени зависит от длины обучающей выборки N_B и такта дискретности Δt , определяющего интервал между двумя последовательными моментами съема данных. Оптимальными в решаемой задаче являются: $N_B = 10000$, $\Delta t = 0,001$ с. При увеличении Δt снижается точность вычисления и разность между ошибкой обучения и ошибкой, полученной на контрольном и тестовом множестве. Уменьшение Δt вызывает необходимость соответствующего увеличения N_B и, как следствие, значительно увеличивается время тренировки сети, при этом существенного снижения ε не наблюдается.

Для получения представительной выборки необходимо правильно задать максимальное и минимальное значения интервала идентификации, т.е. длительности скачков заданий. Величина их зависит от параметров объекта управления. В рассматриваемой задаче максимальная длительность скачков заданий должна быть примерно равна времени регулирования контура скорости, минимальная – на порядок меньше. Тогда тренировочные данные будут содержать только фазы ускорений. В качестве оптимальных приняты: $t_{\min} = 0,01$ с, $t_{\max} = 0,1$ с.

Количество элементов запаздывания на входе N_i и выходе N_j модели варьировалось в пределах $N_i = 1-4$, $N_j = 2-5$. Количество циклов обучения $N_{Ц} = 300$, по истечении которых ошибка обучения переставала уменьшаться, составляло 300-600.

В качестве оптимальных параметров приняты следующие: $S = 10$, $N_i = 1$, $N_j = 5$; $N_{Ц} = 300$. Кривые, характеризующие процесс обучения нейронной сети регулятора NARMA-L2 Controller при указанных параметрах приведены выше на рис. 7 и 8. Как видно из

Значения смещений присваиваются параметру Constant value блоков Constant

$$\begin{aligned} B1 &= \text{netn.b}\{1\}; & B2 &= \text{netn.b}\{2\}; \\ B3 &= \text{netn.b}\{3\}; & B4 &= \text{netn.b}\{4\}; \end{aligned}$$

Элементы задержек моделируются с помощью блока Discrete State Space аналогично тому, как это описано в [6] для регулятора NN Predictive Controller.

При синтезе регулятора NARMA-L2 Controller, как и регулятора NN Predictive Controller, наиболее важным вопросом является выбор количества нейронов первого и третьего слоёв S . Для рассматриваемого регулятора оптимальные значения $S = 8-14$ при этом ошибка обучения, а так же ошибка на контрольном и тестовом множестве ε не превышает $10^{-4}-10^{-5}$.

рисунков, средняя ошибка обучения составляет $3,68 \cdot 10^{-12}$, а мгновенные ошибки на обучающем множестве не превышает $4 \cdot 10^{-5}$. Однако, не смотря на то, что полученные ошибки на порядок меньше ошибок обучения нейросети регулятора NN Predictive Controller, динамические характеристики системы наведения и стабилизации с нейрорегулятором NARMA-L2 Controller являются неудовлетворительными. На рис. 10 в качестве примера приведены графики переходных процессов при ступенчатом входном сигнале со случайной амплитудой.

Анализ параметров регулятора, полученных при многочисленных расчётах показал, что числовые значения элементов матриц весов $LW\{6,5\}$, $LW\{5,4\}$, $IW\{5,3\}$ находятся в пределах $1-10^{-5}$, а значения $LW\{6,2\}$ составляют $1-10^{-1}$ (по модулю). Данные значения, как указывалось выше, заносятся в блоки Matrix Gain8 и Matrix Gain5 (см. рис. 9). Следовательно, сигнал на выходе блока Product даже при малом значении входного сигнала регулятора по модулю больше 1. Вследствие этого выходной сигнал регулятора Control Signal принимает значения +1 или -1 (параметры блока Saturation1 устанавливаются равными Maximum Plant Input = 1 и Minimum Plant Input = -1 (см. окно Plant Identification – NARMA-L2, рис.2)). Таким образом, при приближении угла φ к φ_3 напряжение двигателя не снижается до 0, а принимает попеременно значения +27 В или -27 В, в результате чего переходные процессы переменных состояния системы имеют колебательный характер. Угол φ совершает колебания вокруг φ_3 с амплитудой 0,006 рад с частотой 12 Гц.

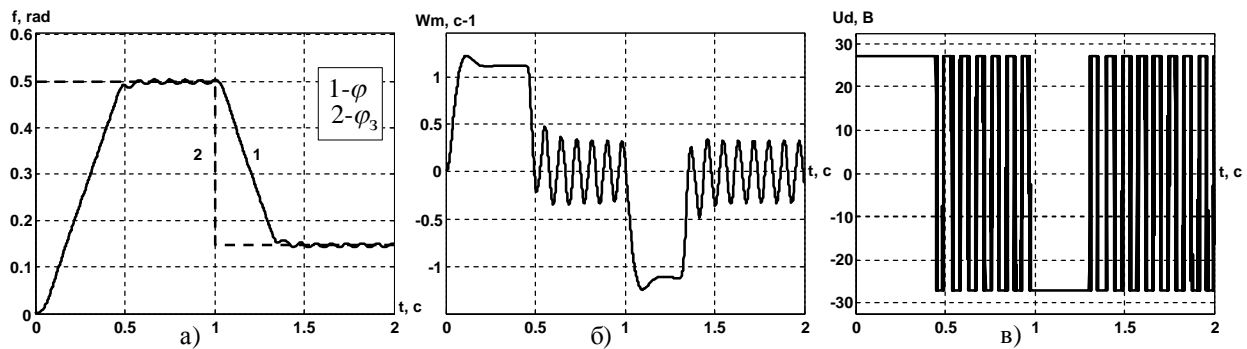


Рис. 10. Графика переходных процессов переменных состояния системы из нейрорегулятором NARMA – L2 Controller: а) – задающее действие φ_3 и угол φ ; б) – скорость механизма ω_m ; в) – напряжение двигателя U_d

ВЫВОДЫ

В статье выполнен синтез нейрорегулятора на основе модели авторегрессии со скользящим средним NARMA-L2 Controller для обеспечения заданных показателей качества функционирования системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин. В Simulink системы MATLAB разработана структурная схема двухконтурной нейросетевой системы наведения и стабилизации с нейрорегулятором NARMA-L2 Controller в контуре скорости и с ПД-регулятором в контуре положения. Проведен синтез нейрорегулятора NARMA-L2 Controller, реализованного в пакете прикладных программ Neural Network Toolbox системы MATLAB. Путем варьирования параметров нейрорегулятора в широких пределах, установлено, какие параметры существенно влияют на качество регулирования и определены значения параметров, которые обеспечивают наилучшие результаты. Выполнено моделирование системы и проведен анализ полученных результатов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Werbos P. J. Beyond regression: New tools for prediction and analysis in the behavioral sciences. PhD Thesis, Harvard University, Cambridge, MA. – 1974.
2. Narendra K.S., Parthasarathy K. Identification and control of dynamical system using neural networks // IEEE Trans. Neural Networks. – 1990. – Vol.1. – №1. – P. 4-27.
3. Клепиков В.Б., Махотило К.В., Сергеев С.А. Применение методов нейронных сетей и генетических алгоритмов в решении задач управления электроприводами // Электротехника. – 1999. – № 5. – С. 2-6.
4. Нейро-фаззи регулятор для электроприводов с проскальзыванием: Клепиков В.Б., Клепиков А.В., Глебов О.Ю., Моисеенко П.Л., Полянская И.С. // Вісник НТУ "ХПИ". – 2002. – № 9. – С. 47-52.
5. Руденко О.Г., Бодянский Е.В. Основы теории искусственных нейронных сетей. – Харьков: ТЕЛЕТЕХ, 2002. – 317 с.
6. Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А. Синтез нейроконтроллера с предсказанием для двухмассовой электромеханической системы. // Электротехніка і електромеханіка. – 2008. – № 3. – С. 27-32.
7. Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А. Разработка нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин // Электротехніка і електромеханіка. – 2008. – №2. – С. 31-34.

Bibliography (transliterated): 1. Werbos P. J. Beyond regression: New tools for prediction and analysis in the behavioral sciences. PhD Thesis, Harvard University, Cambridge, MA. – 1974. 2. Narendra K.S., Parthasarathy K. Identification and control of dynamical system using neural networks // IEEE Trans. Neural Networks. – 1990. – Vol.1. – №1. – P. 4-27. 3. Klepikov V.B., Mahotilo K.V., Sergeev C.A. Primenenie metodov neyronnyh setej i geneticheskikh algoritmov v reshenii zadach upravleniya `elektroprivodami// `Elektrotehnika. – 1999. – № 5. – S. 2-6. 4. Neiro-fazzi reguljator dlya `elektroprivodov s proskal'zvyaniem: Klepikov V.B., Klepikov A.V., Glebov O.Yu., Moiseenko P.L., Polyanskaya I.S. // Visnik NTU "HPI". – 2002. – № 9. – S. 47-52. 5. Rudenko O.G., Bodyanskij E.V. Osnovy teorii iskusstvennyh neyronnyh setej. – Har'kov: TELETEH, 2002. – 317 s. 6. Kuznecov B.I., Vasilec T.E., Varfolomeev A.A. Sintez nejrokontrollera s predskazaniem dlya dvuhmassovoj `elektromehaničeskoj sistemy. // Elektrotehnika i elektromehaničeska. – 2008. – № 3. – S. 27-32. 7. Kuznecov B.I., Vasilec T.E., Varfolomeev A.A. Razrabotka nejrosetevoj sistemy navedeniya i stabilizacii vooruzheniya legkobronirovannyh mashin // Elektrotehnika i elektromehaničeska. – 2008. – №2. – S. 31-34.

Поступила 22.02.2011

Кузнецов Борис Иванович, д.т.н., проф.,
Василец Татьяна Ефимовна, к.т.н., доц.,
Украинская инженерно-педагогическая академия
кафедра систем управления
технологическими процессами и объектами
61003, Харьков, ул. Университетская, 16
тел. (057) 733-79-59

Варфоломеев Алексей Алексеевич, к.т.н.
Технологический институт Нью-Джерси, США
моб. тел. +197-39-54-34-42

Kuznetsov B.I., Vasilets T.E., Varfolomeev A.A.
NARMA-L2 controller synthesis for a guidance and stabilization system.

A neuro-controller synthesis is performed on the basis of an autoregressive moving average model to solve a control problem for a light-armored vehicle armament guidance and stabilization system. An algorithm of NARMA-L2 controller synthesis for a given control object is described. NARMA-L2 controller parameters that significantly affect the control quality are ascertained; the parameters values that provide the system's preset performance quality ratings are specified. Computer simulation of the system is made.

Key words – neuro-controller, autoregressive moving average model, neural guidance and stabilization, NARMA-L2 controller control system, synthesis.

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИСПОЛНИТЕЛЬНОГО МЕХАНИЗМА НА ПОКАЗАТЕЛИ РАБОТЫ ЛИНЕЙНОГО ДВИГАТЕЛЯ В СИСТЕМЕ ПРИВОДА НАКЛОНА ВАГОНОВ СКОРОСТНЫХ ПОЕЗДОВ

На прикладі вирішення тестової задачі за допомогою математичної та імітаційної моделі, показаний алгоритм вибору параметрів лінійного двигуна для приводу системи нахилу кузовів і сформульовано задачу вибору параметрів механічної частини та лінійного двигуна як завдання багатокритеріальної оптимізації.

На примере решения тестовой задачи при помощи математической и имитационной модели, показан алгоритм выбора параметров линейного двигателя для привода системы наклона кузовов и сформулирована задача выбора параметров механической части и линейного двигателя как задача многокритериальной оптимизации.

ВВЕДЕНИЕ

Система наклона вагонов скоростных поездов с приводом на базе линейного двигателя является перспективной [1, 2]. Она включает в себя исполнительную часть и устройства инфраструктуры. В состав исполнительной части системы наклона кузова входит механическая часть – наклоняемая балка с рычагами её подвеса относительно рамы тележки, а также линейный двигатель (ЛД), зафиксированный якорем и индуктором относительно рамы тележки и наклоняемой балки. Эффективность работы системы во многом определяется параметрами устройств, входящих в исполнительный механизм.

Цель статьи – по результатам решения тестовой задачи показать влияние параметров устройств исполнительного механизма наклона с приводом от линейного двигателя на такие основные его показатели, как сила тяги и перемещение якоря.

СХЕМА СИСТЕМЫ, МАТЕМАТИЧЕСКАЯ И ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ

Схема конструкции исполнительной части механизма наклона, подробно описанная в [3], приведена на рис. 1, а функциональная схема её привода – на рис. 2.

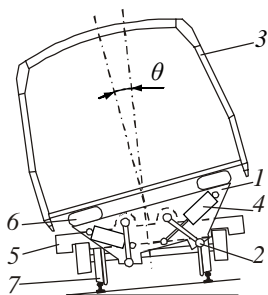


Рис. 1. Устройство вагона с наклоняемым кузовом
1 – наклоняемая балка, 2 – рычаг подвеса, 3 – кузов,
4 – привод, 5 – рама тележки, 6 – вторичное подвешивание,
7 – колесная пара

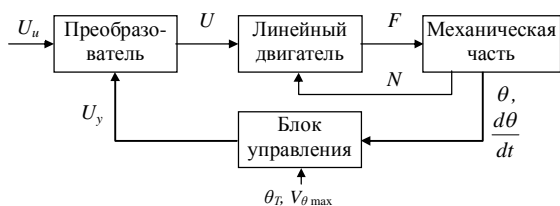


Рис. 2. Функциональная схема привода системы наклона

Математическая модель этого устройства может быть представлена системой уравнений

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= \frac{U - iR - KV}{L}, \\ \frac{dN}{dt} &= V, \end{aligned} \quad (1)$$

которая дополнена функциями связей

$$\begin{aligned} U &= f(U_y, U_u), \\ L &= f(N, i), \\ K &= f(N, i), \\ F &= f(N, i), \\ \theta &= f(F, N), \end{aligned} \quad (2)$$

$$[U_y] = f\left(\theta, \frac{d\theta}{dt}, \theta_T, V_{\theta_{\max}}\right).$$

На рис. 2 и в выражениях (1, 2) приняты следующие обозначения: U_u – напряжение источника питания, U – напряжение на ЛД, F – сила тяги ЛД, N – перемещение якоря ЛД, U_y – вектор управляющих напряжений преобразователя, θ – угол наклона кузова, θ_T – требуемый угол наклона кузова, $V_{\theta_{\max}}$ – максимальная скорость изменения угла наклона, t – время, i – ток обмотки ЛД, R – сопротивление обмотки ЛД, K – коэффициент противо-ЭДС ЛД, V – скорость перемещения якоря ЛД, L – индуктивность обмотки ЛД.

Дифференциальные уравнения (1) описывают процессы преобразования энергии в линейном электродвигателе. Первая из функций (2) описывает преобразователь, вторая, третья и четвертая – дополняют дифференциальные уравнения линейного двигателя (1), пятая функция относится к механизму наклона, и, наконец, шестая – к системе управления.

Таким образом, представленная математическая модель является совокупностью дифференциальных уравнений и функций от переменных и параметров, которая описывает все узлы и звенья передачи мощности от источника электрической энергии до исполнительного механизма – наклоняемой балки и устанавливает связи геометрических, силовых и электрофизических параметров с величинами, характеризующими качество и эффективность работы как отдельных механизмов, так и устройства привода наклона кузова в целом.

Интегрирование представленной математической модели сопряжено со значительными трудно-

стями, обусловленными нелинейностью функций связей, а также тем обстоятельством, что данная система уравнений является жесткой. Использование современных средств имитационного моделирования позволяет более эффективно организовать процесс исследования электромеханической системы, исключив из него этап формирования системы дифференциальных уравнений в виде задачи Коши и процедуры численного интегрирования.

Поэтому нами на основе математической модели (1, 2) была составлена имитационная модель в пакете визуального программирования Simulink.

Имитационная модель включает преобразователь P, линейный двигатель LD, механизм наклона кузова MN и блок управления BU. Блок-схема общей имитационной модели представлена на рис.3, подробнее описана в [4].

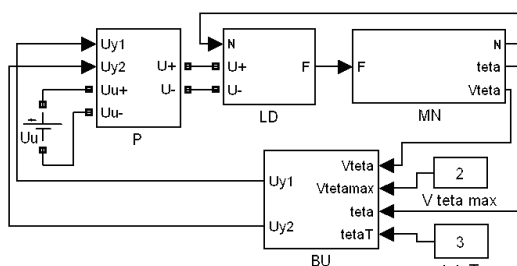


Рис. 3. Блок-схема общей имитационной модели устройства наклона кузова

Определение параметров исполнительного механизма системы наклона кузовов скоростных поездов иллюстрируем на примере решения тестовой задачи.

Расчеты проводились для типичного вагона, параметры которого приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры вагона для решения тестовой задачи

Макс. угол накл. кузова, °	8
Длина вагона, м	21,9
Ширина вагона макс.,	3,08
Высота пола вагона над УГР, м	1,3
Высота центра повор., м	1,6
Высота центра тяжести, м	1,51
Нагрузка на ось, кг	17500
Количество осей	4

ИСХОДНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ТЕСТОВОЙ ЗАДАЧИ

Исследование типов исполнительных механизмов поездов с наклоняемыми кузовами, проведенное в [3], показало целесообразность выбора схемы механизма наклона, приведенной на рис. 4.

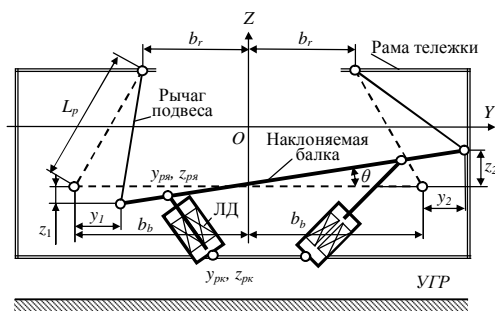


Рис. 4. Схема механизма наклона

Показателями, характеризующими работу исполнительской части системы наклона кузова, являются угол наклона кузова θ и сила F_H (называемая возвращающей силой). Очевидно, что угол наклона кузова θ пропорционален перемещению якоря линейного двигателя N , а возвращающая сила компенсируется приложенной к определенной точке наклоняемой балки электромагнитной силой тяги $F_{ЭМ}$, развиваемой линейным двигателем. Таким образом, показателями, характеризующими работу исполнительского механизма системы наклона являются сила тяги $F_{ЭМ}$, и перемещение его якоря N .

Параметры, оказывающие влияние на рабочие свойства механизма наклона, разделим на две группы – касающиеся кинематической части и касающиеся линейного двигателя.

Параметры кинематической части, оказывающие влияние на показатели работы исполнительского механизма, могут быть представлены в виде вектора

$$A = [y_{р\dot{я}}, z_{р\dot{я}}, y_{р\dot{к}}, z_{р\dot{к}}, b_r, b_b, L_p]^T, \quad (3)$$

где $y_{р\dot{я}}, z_{р\dot{я}}$ – координаты шарнира привода на балке; $y_{р\dot{к}}, z_{р\dot{к}}$ – координаты шарнира привода на раме; b_r – расстояние от оси верхнего шарнира до оси симметрии; b_b – расстояние от оси нижнего шарнира до оси симметрии; L_p – длина рычага подвеса.

Параметры линейного двигателя представлены в виде вектора

$$B = [D_{\dot{я}}, H_n, H_k, B_k, iw]^T, \quad (4)$$

где $D_{\dot{я}}$ – диаметр якоря; H_n – длина проставки статора; H_k, B_k – длина и ширина сечения окна обмотки статора; $i\omega$ – МДС обмотки статора.

Пределы варьирования параметров кинематической части должны обеспечивать: наклон кузова до 8° со скоростью не более $2^\circ/\text{с}$, самовозврат системы в исходное положение при отсутствии электромагнитной силы тяги, нахождение элементов системы наклона в пределах ограничения по габариту подвижного состава; нахождение центра масс механизма наклона ниже его мгновенного центра поворота.

С позиций общей стратегии создания механизма наклона считаем необходимым отметить следующее. Энергетические затраты на наклон кузова имеют три составляющие: гравитационную, инерционную и диссипативную. С позиций экономии энергетических затрат необходимо, чтобы все эти составляющие были минимальны. Снижение диссипативной составляющей в рамках данного исследования не затрагивалось. Минимизация инерционной составляющей требует предельно близкого размещения центра масс и центра поворота системы. Гравитационная составляющая обусловлена работой внешних сил по наклону кузова. Однако возможность ее снижения ограничивается необходимостью обеспечения в должной мере самовозврата, энергетические показатели которого, в конечном итоге и определяют работу электромагнитных сил линейного двигателя по наклону кузова.

С точки зрения кинематики необходимо иметь в виду следующее. Принятая к исследованию исполнительная часть представляет собой равнобедренную трапецию с шарнирно соединенными сторонами и верхним основанием, закрепленным неподвижно. Поворот

балки на требуемый угол θ естественным образом вызывает поворот рычагов подвеса и смещение их нижних шарниров на величину y_1, z_1, y_2, z_2 , (рис. 4).

Поскольку наклоняемая балка располагается на тележке рельсового транспортного средства, то в качестве ограничений имеем габаритные размеры самой тележки. В этом случае эволюции механизма в принятой системе координат могут осуществляться в пределах границ, показанных на рис. 5.

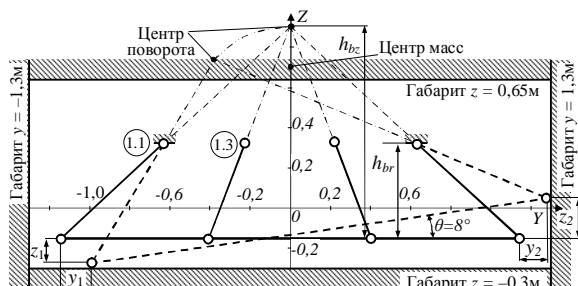


Рис. 5. "Предельная" конфигурация и варьируемые параметры наклоняемой балки с рычагами подвеса

Мгновенный центр поворота исследуемого механизма располагается в точке пересечения осей, проходящих через центры шарниров рычагов подвеса. С точки зрения устойчивости необходимо, чтобы при любом положении элементов механизма, мгновенный центр поворота располагался выше центра масс кузова, опирающегося на наклоняемую балку. В противном случае возможно опрокидывание наклоняемой балки. Кроме того, как было упомянуто выше, центр поворота и центр масс с целью минимизации момента инерции кузова должны располагаться по возможности ближе друг к другу.

Исходя из этих соображений, на рис. 5 пунктиром обозначена так называемая "предельная конфигурация" механизма при наклоне на угол $\theta = 8^\circ$.

Что касается силы F_H , которую надо приложить к определенной точке наклоняемой балки, чтобы обеспечить заданный угол наклона θ , то на этот счет имеется следующее соображение.

Сила веса экипажа при отклонении механизма от исходного положения порождает возвращающий момент, стремящийся вернуть механизм к исходному положению. Этот момент тем больше, чем больше удаление центра масс экипажа от мгновенного центра поворота механизма. В процессе наклона вагона координаты этих точек изменяются. Траектории смещения центра масс и мгновенного центра поворота при наклоне кузова показаны на рис. 6.

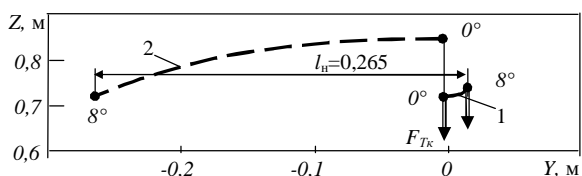


Рис. 6. Траектории смещения центра масс (— 1) и мгновенного центра поворота (--- 2)

Нагрузочный (возвращающий) момент представляет собой произведение силы веса кузова F_{Tk} на плечо l_n , являющееся проекцией на горизонтальную ось

расстояния от мгновенного центра поворота системы до центра ее масс. Из рис. 6 видно, что наибольшее удаление центра масс от мгновенного центра поворота системы, а следовательно и наибольшее значение возвращающего момента имеет место при наклоне кузова на максимальный угол $\theta = 8^\circ$. Компенсацию этого момента и должна обеспечивать сила тяги $F_{ЭМ}$, развиваемая ЛД.

Что касается линейного двигателя, то здесь необходимо учитывать его габариты (диаметр и рабочий ход) и выполнение им своих функций с минимумом энергетических и материальных затрат.

ВЛИЯНИЕ КИНЕМАТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

В параметрах кинематической схемы выделим две группы. К первой отнесем b_r, b_b и L_p , которые определяют энергию, необходимую для осуществления наклона балки на требуемый угол с заданной скоростью. Их изменение оказывает влияние на величину работы сил по наклону балки как за счет изменения траектории смещения центра поворота так и за счет изменения траектории смещения центра масс. Ко второй группе отнесем $u_{рл}, z_{рл}, u_{рк}, z_{рк}$ — координаты присоединения двигателя к наклоняемой балке и раме тележки. Их изменение позволяет варьировать соотношением величин перемещения якоря N и силы $F_{ЭМ}$ в рамках величины энергии, затрачиваемой на наклон кузова, определенной параметрами первой группы.

Варьирование параметрами первой группы будет оказывать влияние как на изменение расстояний между центром масс и мгновенным центром поворота, так и на траекторию изменения центра поворота в процессе наклона кузова. В итоге, именно эти параметры определяют затраты гравитационной составляющей энергии для наклона кузова вагона на заданный угол, а, следовательно, на возвращающий момент и силу F_H .

Варьирование параметрами первой группы целесообразно начать с рассмотрения "предельной" конфигурации механизма (см. рис. 5). Величины b_r и L_p при такой конфигурации являются зависимыми от расстояния $h_{br} = Z_r - Z_b$. В связи с этим, представляется целесообразным варьировать значением h_{br} в пределах $0,1 \dots 0,8$ м, вычисляя соответствующие значения b_r и L_p для каждой из полученных конфигураций. Обозначив расстояние от оси нижних шарниров до мгновенного центра поворота в исходном положении механизма как h_{bz} , получим выражения для нахождения расстояния между верхними шарнирами b_r , а также длины поводка L_p :

$$b_r = \frac{b_b(h_{bz} - h_{br})}{h_{bz}}, \quad L_p = \frac{\sqrt{h_{bz}^2 + b_b^2} \cdot h_{br}}{h_{bz}}. \quad (5)$$

Тогда значения пределов варьирования b_r составят $0,27 \dots 1,04$ м, а $L_p - 0,15 \dots 1,18$ м в "предельной" конфигурации 1.1 (см. рис. 5). В случае, когда b_b составляет $0,1$ м, эти параметры могут изменяться в пределах: $b_r - 0,024 \dots 0,09$, а $L_p - 0,1 \dots 0,8$ м. Таким образом, в пределы варьирования указанных параметров составят: $b_r - 0,024 \dots 1,04$ м, а $L_p - 0,1 \dots 1,18$ м.

Исследования показали, что уменьшение расстояния между шарнирами подвеса b_r и b_b , приводит к снижению величины нормальной возвращающей си-

лы F_H при наклоне на 8° для поднимаемой стороны балки с 58 до 30 кН и для опускаемой – с 83 до 36 кН в конфигурации 1.3 (см. рис.5). Уменьшение длины рычага L_p приводит к возрастанию нормальной возвращающей силы для поднимаемой стороны балки с 58 до 86 кН и для опускаемой – с 83 до 174 кН.

Параметры первой группы влияют также и на координаты центра поворота и траекторию его смещения. Так, если параметр b_b уменьшать, оставляя другие неизменными, от очевидно, что координата Z центра поворота растет, и траектория, описываемая им, пройдет выше, что несомненно скажется на энергии, требуемой на компенсацию как гравитационной, так и инерционной составляющих.

Варьирование параметров второй группы ограничено габаритными размерами как рамы тележки, так и самого двигателя. Из области варьирования следует исключить также те значения указанных параметров, где сила F_H , необходимая для наклона кузова на требуемый угол, будет достигать нереальных значений. Тогда пределами варьирования для параметров $y_{рк}$ и $y_{ря}$ будут $-1,3...1,3$ м, а для $z_{рк}$ и $z_{ря}$ они составят $-0,3...0,65$ м с учетом упомянутых выше ограничений.

Выбор параметров второй группы, по сути дела, решает задачу количественного распределения акцентов между возвращающей силой и перемещением точки ее приложения при определенных ранее затратах энергии на наклон кузова.

Для определения рациональных координат точек крепления якоря линейного двигателя к наклоняемой балке $y_{ря}$, $z_{ря}$ был проведен расчет зависимости от них показателей возвращающей силы F_H и перемещения якоря N . Распределения этих показателей приведены на рис. 7.

Как видно из рис. 7, максимум показателя N (215мм) соответствует координатам точки $y_{ря}= 1,2$ м, $z_{ря}= -0,3$ м, а показателя F_H (510 кН) – $y_{ря}= - 0,3$ м, $z_{ря}= 0,6$ м.

Координаты точки крепления корпуса линейного двигателя к раме тележки $y_{рк}$, $z_{рк}$ выбирались из соображений того, чтобы в конце рабочего хода, т.е. при максимуме требуемой силы, ось двигателя заняла положение, перпендикулярное плечу силы, т.е. силы F_H и $F_{ЭМ}$ должны быть коллинеарны.

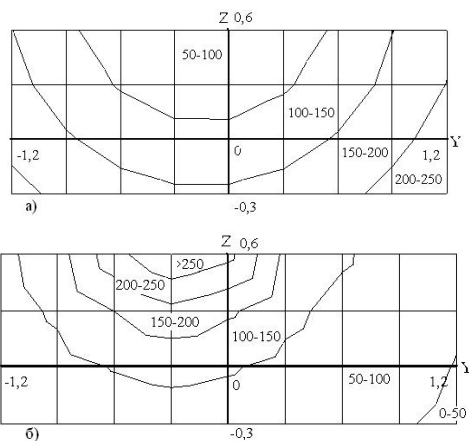


Рис. 7. Зависимость величины перемещения якоря N (мм) (а) и значения возвращающей силы F_H (кН) (б) от координат крепления якоря двигателя к наклоняемой балке $y_{ря}$, $z_{ря}$

Казалось бы, что с целью снижения нагрузки на линейный двигатель, следует стремиться к такому его размещению, при котором плечо действия его силы $F_{ЭМ}$ – линия, соединяющая точку крепления якоря к наклоняемой балке и мгновенный центр поворота системы, расположенный в точке пересечения осей рычагов подвеса, оказалось бы наибольшим. Однако, такое решение вступает в противоречие с возможностью вписывания ЛД в габарит тележки, что может ограничить перемещение якоря N .

В итоге, точки присоединения двигателей к раме тележки и наклоняемой балке должны выбираться из условия реализации в линейном двигателе требуемых усилий и приемлемых перемещений. Очевидно, что эти два условия могут быть получены в области пересечения выбранных значений проекций перемещения якоря N и возвращающей силы F_H на плоскость YOZ (рис. 7,а и 7,б).

Такое решение для перемещения якоря $N = 100...150$ мм и возвращающей силы $F_H = 50...100$ кН, приведено на рис. 8 (заштрихованная область).

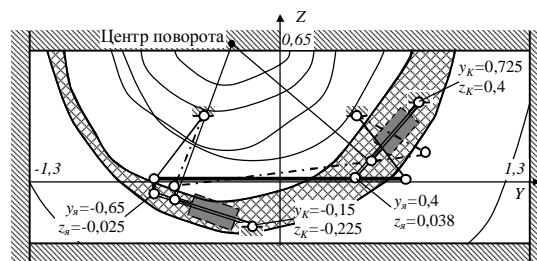


Рис. 8. Крепление линейных двигателей

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Установлено [4], что нагрузочной характеристике механизма наклона как по уровню развиваемой силы, так и ее существенной зависимости от величины перемещения якоря наиболее соответствует тяговая характеристика электромагнитного цилиндрического двигателя с переменным воздушным зазором.

Для решения тестовой задачи электромагнитный двигатель был выбран исходя из условий габаритного вписывания его в свободное пространство тележки. Конструкция и его размеры приведены на рис. 9.

В первом приближении тяговую характеристику такого двигателя без учета насыщения можно описать равенством

$$F_{ЭМ} = \frac{\mu_0 I^2 w^2}{2N^2} S, \quad (6)$$

где: $F_{ЭМ}$ – сила, развиваемая линейным двигателем; μ_0 – магнитная проницаемость; I – ток в обмотке статора; w – количество витков обмотки; S – площадь сечения якоря; N – рабочий зазор.

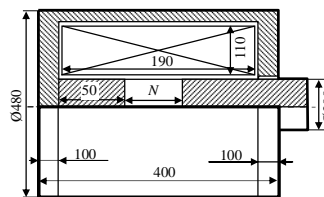


Рис. 9. Эскиз линейного двигателя, принятого для решения тестовой задачи

Для получения тяговых характеристик с учетом насыщения линейный двигатель выбранной конструкции был нами смоделирован и исследован в среде femm. При построении модели приняты следующие основные допущения: магнитная система является аксиально-симметричной, вихревые токи и гистерезис в магнитопроводе отсутствуют, источник питания является идеальным источником напряжения, ключи преобразователя имеют идеальную вольт-амперную характеристику.

Для получения семейства тяговых характеристик, на языке lua была написана программа, автоматически варьирующая перемещение якоря N от 0,1 до 105,1 мм с шагом 5 мм при изменении МДС в обмотке от 0 до 200 кА с шагом в 10 кА. Питающее напряжение составляло 220 В.

На каждом шаге по результату расчета электромагнитного поля, вычислялись значения силы и потокосцепления для текущих значений тока и перемещения. Величина силы измерялась путем интегрирования по контуру якоря электромагнитного двигателя, а значение потокосцепления – по контуру его обмотки. Полученные наборы дискретных значений аппроксимировались полиномами Чебышева на множестве равноудаленных точек

$$K = \sum_{j=0}^J \sum_{p=1}^P (A_{jp} k (MJ \cdot i + ZJ)^j (MK \cdot N + ZK)^{p-1})$$

$$L = \sum_{j=1}^J \sum_{p=0}^P (A_{jp} j (MJ \cdot i + ZJ)^{j-1} (MK \cdot N + ZK)^p) \quad (7)$$

$$F = \sum_{j=0}^{JF} \sum_{p=0}^{PF} (AF_{jp} (MJF \cdot i + ZJF)^j (MKF \cdot N + ZKF)^p)$$

где A_{jp} – коэффициент регрессии полинома, аппроксимирующего потокосцепление; MJ, MK – масштабные коэффициенты по току i и перемещению N , соответственно; ZJ, ZK – смещения по току и ходу, соответственно; J, P – степени аппроксимирующего полинома по току и перемещению, соответственно; AF_{jp} – коэффициент регрессии полинома, аппроксимирующего силу; MJF, MKF – масштабные коэффициенты по току и ходу, соответственно; ZJF, ZKF – смещения по току и ходу, соответственно; JF, PF – степени аппроксимирующего полинома по току и ходу, соответственно.

Выбор параметров линейного двигателя следует вести исходя из выполнения условия соответствия тяговой и нагрузочной характеристик.

Нагрузочные характеристики, соответствующие точкам максимумов силы и рабочего хода, полученные по результатам расчетов по упрощенной модели, приведены на рис. 10. Здесь же показаны тяговые характеристики ЛД с различными значениями МДС.

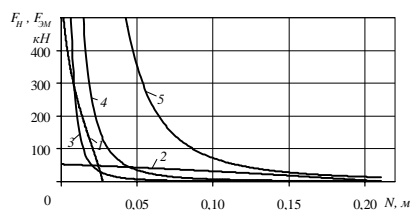


Рис. 10. Характеристики системы: 1, 2 – нагрузочные; 3, 4, 5 – тяговые

Нагрузочная кривая 1 снята для точки с координатами $u_{рв}$, $z_{рв}$, соответствующими максимуму возвращающей силы F_H , 2 – максимуму перемещения якоря N . Тяговые кривые представляют собой квадратичные параболы (3 соответствует МДС 3 кА, 4 – 5 кА, 5 – 20 кА).

Как видно из рис.10, выбор нагрузочной характеристики с минимумом силы (кривая 2) требует двигателя с максимальной МДС (кривая 5). В то же время выбор нагрузочной характеристики с минимумом перемещения (кривая 1) требует двигателя с меньшим значением МДС, однако требуемый уровень силы F_H вряд ли может быть скомпенсирован $F_{эм}$ в двигателе такого типа при рассматриваемых габаритах.

Нагрузочная характеристика, соответствующая рациональному размещению линейного двигателя, приведена на рис. 11. Здесь же приведены тяговые характеристики ЛД, построенные по уточненной методике.

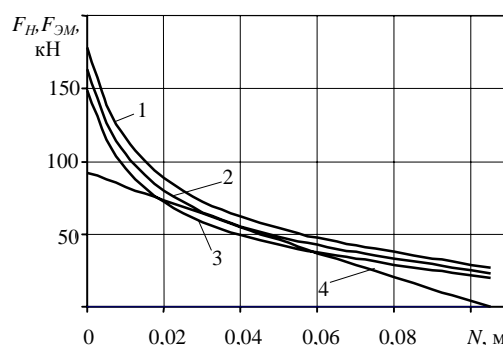


Рис. 11. Тяговые и нагрузочные характеристики 1 – тяговая при МДС 11000 А; 2 – тяговая при МДС 10000 А; 3 – тяговая при МДС 9000 А; 4 – нагрузочная

Как видно из рис. 11, в максимальной степени нагрузочной характеристике устройства соответствует кривая 2. Тяговая характеристика 3, соответствующая МДС в обмотке 9000 А в диапазоне хода якоря от 20 до 58 мм проходит ниже нагрузочной характеристики, т.е. такая величина тока не позволит реализовать наклон кузова на требуемый угол. Сила, развиваемая двигателем в варианте 1 – избыточна.

Влияние числа витков обмотки статора w и диаметра якоря D_j на эффективность его работы предложено оценивать по критериям капитальных K_1 и эксплуатационных K_2 затрат. Поскольку критерии K_1 и K_2 являются противоречивыми, предложена функция принятия решения [5]

$$K = \sqrt{K_{1отн}^2 + K_{2отн}^2} \rightarrow \min, \quad (4)$$

$$K_{1отн} = \frac{K_1}{K_{1баз}}; \quad K_{2отн} = \frac{K_2}{K_{2баз}}$$

Здесь $K_{1отн}$ и $K_{2отн}$ представляют собой относительные безразмерные критерии капитальных и текущих затрат – соответственно. В качестве базовой величины указанных критериев $K_{1баз}$ и $K_{2баз}$ выбраны значения соответствующих критериев для электромагнитного двигателя с диаметром якоря 200 мм и числом витков в обмотке 1000.

Установлено (рис. 12), что K имеет минимум в точке, соответствующей диаметру якоря 220 мм.

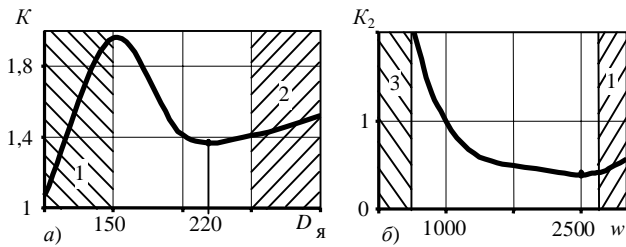


Рис. 12. Зависимости критериев: а) капитальных и текущих затрат от диаметра якоря б) текущих затрат от количества витков. Зоны ограничения: 1 – по функциональности 2 – по компоновке 3 – по току

Оценка зависимости эффективности работы линейного двигателя от числа витков w проведена только по относительному критерию текущих затрат K_2 , поскольку сечение меди в обмотке и геометрия магнитной системы полагались неизменными. Из рис. 12 очевидно, что этот критерий имеет минимум при количестве витков обмотки $w = 2500$.

Таким образом, показано влияние параметров двигателя на эффективность его работы с точки зрения капитальных и эксплуатационных затрат.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Процедура решения тестовой задачи может быть принята в качестве алгоритма выбора параметров линейного двигателя для привода системы наклона кузовов.

2. Очевидно, что показатели $F_{ЭМ}$ и N существенно определяются действием всех составляющих векторов параметров кинематической части исполнительного механизма и линейного двигателя. Их влияние противоречиво, потому для выбора рациональных значений параметров системы наклона кузова необходима постановка и решение задачи оптимизации.

3. Эта задача может быть сформулирована как многокритериальная в следующем виде.

$$U_1(\vec{A}) = \sum_{i=1}^7 (\max\{0, a_i - A_i\} + \max\{0, A_i - b_i\}),$$

$$U_2(\vec{B}) = \sum_{i=1}^5 (\max\{0, c_i - B_i\} + \max\{0, B_i - d_i\}),$$

$$U_3(N) = \max\{0, F_{ЭМ}(N) - F_H(N)\},$$

$$U_4(N) = (\max\{0, F_{H\min} - F_H(N_0)\} + \max\{0, F(N_0) - F_{H\max}\}),$$

$$U_5 = \min \left(\int_0^{N_{\max}} F_H(N) dN \right), U_6 = \min \left(\frac{\int_0^{N_{\max}} F_{ЭМ}(N) dN}{\int_0^{N_{\max}} F_H(N) dN} - 1 \right),$$

$$U_7 = \min(K).$$

где $\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}, \vec{d}$ – векторы геометрических ограничений; N_{\max} – наибольшее перемещение якоря ЛД; $N_0 = N(0)$; $F_{H\min}$ и $F_{H\max}$ – минимальная и максимальная возвращающие силы;

Критерии U_1 и U_2 объединяют в себе параметрические ограничения в виде неравенств; U_3 и U_4 представляют собой ограничения по функциональности устройства; U_5 – энергетический, U_6 – соотношение нагрузочной и тяговой характеристик. Замыкает иерархическую последовательность критериев младшего порядка U_7 – целевая функция – функция принятия решения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Корниенко В.В., Омеляненко В.И. Высокоскоростной электрический транспорт. Мировой опыт. – Харьков, НТУ "ХПИ", 2007. – 159 с.
2. Омеляненко В.И. Поезда с наклоняемыми кузовами для скоростного пассажирского движения / В.И. Омеляненко, Г.В. Кривякин, Д.И. Якунин, Е.С. Редченко // Локомотив-информ. – Харьков: Техностандарт. – 2008. – №5. – С. 12-17.
3. Омеляненко В.И. Привод наклона кузовов на базе линейного двигателя / В.И. Омеляненко, Д.И. Якунин, Е.С. Редченко // Залізничний транспорт України. – Київ: Транспорт України, 2010. – № 6. – С. 23-25.
4. Омеляненко В.И. Моделирование механизма наклона кузова с приводом на базе линейного электродвигателя / В.И. Омеляненко, Б.Г. Любарский, Д.И. Якунин // Залізничний транспорт України. – Київ: Транспорт України, 2011. – № 2. – С. 48-52.
5. Салуквадзе М.Е. Задачи векторной оптимизации в теории управления / М.Е. Салуквадзе. – Тбилиси: Мецниереба, 1975. – 201 с.

Bibliography (transliterated): 1. Kornienko V.V., Omel'yanenko V.I. Vysokoskorostnoj `elektricheskij transport. Mirovoj opyt. - Har'kov, NTU "HPI", 2007. - 159 s. 2. Omel'yanenko V.I. Pоеzda s naklonyayemyimi kuzovami dlya skorostnogo passazhirskogo dvizheniya / V.I. Omel'yanenko, G.V. Krivyakin, D.I. Yakunin, E.S. Redchenko // Lokomotiv-inform. - Har'kov: Tehnostandart. - 2008. - №5. - S. 12-17. 3. Omel'yanenko V.I. Privod naklona kuzovov na baze linejnogo dvigatelya / V.I. Omel'yanenko, D.I. Yakunin, E.S. Redchenko // Zaliznichnij transport Ukraini. - Kii'v: Transport Ukraini, 2010. - № 6. - S. 23-25. 4. Omel'yanenko V.I. Modelirovanie mehanizma naklona kuzova s privodom na baze linejnogo `elektrodvigateľa / V.I. Omel'yanenko, B.G.Lyubarskij, D.I. Yakunin // Zaliznichnij transport Ukraini. - Kii'v: Transport Ukraini, 2011. - № 2. - S. 48-52. 5. Salukvadze M.E. Zadachi vektornoj optimizacii v teorii upravleniya / M.E. Salukvadze. - Tbilisi: Mecniereba, 1975. - 201 s.

Поступила 25.03.2011

Омеляненко Виктор Иванович, д.т.н., проф.,
Любарский Борис Григорьевич, к.т.н, доц.,
Якунин Дмитрий Игоревич, к.т.н, доц.

Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
кафедра электрического транспорта и тепловозостроения
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21
тел. (057) 707-63-67.

Omel'yanenko V.I., Lubarsky B.G., Yakunin D.I.

Actuating mechanism parameters influence on linear motor performance in high-speed train carriage tilt drive system

By the example of solving a test problem with a mathematical simulation model, an algorithm of a linear motor parameters choice for a body tilt system drive is introduced; a problem of actuating mechanism and linear motor parameters choice is formulated as a multicriterion optimization problem.

Key words – train tilting mechanism, mathematical model, rational parameters choice algorithm.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО РАСПОЛОЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОДОВ ПЬЕЗОПРИВОДА ФОРСУНКИ

У статті розглянута проблема оптимального розташування електродів на п'єзоприводі при виконанні умови максимального переміщення п'єзопривода і наявності функцій контролю переміщення. За допомогою експериментальних досліджень визначено оптимальне розташування вхідних, вихідних електродів на поверхні п'єзоелементів п'єзопривода.

В статье рассмотрена проблема оптимального расположения электродов на пьезоприводе при выполнении условия максимального перемещения пьезопривода и наличия функций контроля перемещения. При помощи экспериментальных исследований определено оптимальное расположение входных, выходных электродов на поверхности пьезоэлементов пьезопривода.

ОПИСАНИЕ ПРОБЛЕМЫ

При контроле работоспособности пьезопривода форсунки [1] способом, который заключается в измерении амплитуды сигнала $U_{\text{вых}}$, снимаемого с выходных электродов пьезопривода [2], возникают задачи определения оптимального размещения электродов на пьезоприводе.

Важными функциями, которые выполняет пьезопривод, является перемещение иглы форсунки на требуемое расстояние X_{Σ} , а также предоставление информации о величине выполненного перемещения для дальнейшего анализа.

Решение задачи контроля перемещения пьезопривода форсунки требует нанесения на торцы пьезопривода дополнительных электродов. При этом площадь входных электродов $S_{\text{вх}}$ уменьшается. Из формулы

$$C_0 = \frac{E \cdot S_{\text{вх}}}{L}, \quad (1)$$

где C_0 – собственная ёмкость пьезоэлемента, E – диэлектрическая проницаемость, $S_{\text{вх}}$ – площадь электродов, L – длина пьезоэлемента следует, чем больше площадь входных электродов, нанесенных на торцы пьезопривода, тем больше собственная ёмкость пьезоэлемента [3].

Уменьшение собственной ёмкости пьезопривода C_0 приводит к значительному увеличению внутреннего сопротивления, что повышает требования к входным и выходным каскадам усилителя устройства управления. Также, из формулы

$$F = \frac{S_{\text{вх}} \cdot U_{\text{вх}}}{g \cdot L}, \quad (2)$$

где F – развиваемая пьезоэлементом сила, $U_{\text{вх}}$ – напряжение на входных клеммах пьезоэлемента, g – коэффициент описывающий чувствительность пьезоэлемента по напряжению, $S_{\text{вх}}$ – площадь электродов, L – длина пьезоэлемента следует, что при уменьшении ёмкости пьезопривода происходит уменьшение развиваемой пьезоприводом силы F , а, следовательно, величины перемещения ΔX [4].

Исходя из формулы

$$X_{\Sigma} = \Delta X \cdot n, \quad (3)$$

где X_{Σ} – величина перемещения пьезопривода, ΔX – величина перемещения одного пьезоэлемента пьезопривода, n – количество пьезоэлементов в пьезоприводе следует, что сделать больше величину перемещения

пьезопривода можно при помощи увеличения количества пьезоэлементов в пьезоприводе, что приводит к увеличению габаритных размеров пьезопривода.

При выполнении функции контроля перемещения пьезопривода, амплитуда сигнала, снимаемого с пьезопривода форсунки $U_{\text{вых}}$, зависит от величины перемещения той области пьезопривода, на которой они размещены. Таким образом, актуальность обусловлена необходимостью определения оптимального расположения электродов с целью обеспечения заданного перемещения, выполнения функции контроля перемещения, существенно не увеличивая габаритные размеры пьезопривода.

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ АНАЛОГОВ

Пьезопривод состоит из набора пьезоэлементов (рис. 1), при этом функция контроля перемещения осуществляется при помощи нанесения на торцы каждого пьезоэлемента пьезопривода дополнительной пары электродов.

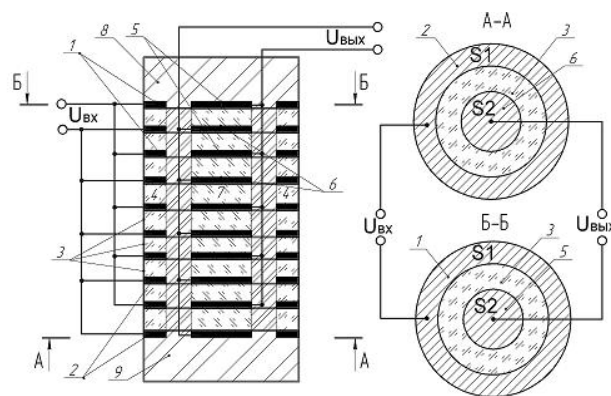


Рис. 1. Пьезопривод

Аналогом пьезоэлемента, в котором на пару входных электродов подаётся напряжение, а с другой пары выходных электродов снимается напряжение, является пьезотрансформатор [5], в котором в зависимости от размера электродов и взаимного расположения изменяется коэффициент преобразования входного напряжения в выходное. При исследовании пьезотрансформаторов нет необходимости измерять величину перемещения, поскольку наиболее важными являются такие электрические характеристики как коэффициент преобразования, амплитуда выходного напряжения, форма выходного сигнала, амплитудно-

частотная характеристика. Амплитудно-частотная характеристика пьезотрансформаторов указана в [6], переходные характеристики в [5].

Таким образом, с точки зрения электрических характеристик, пьезоэлементы пьезопривода с функцией контроля аналогичны пьезотрансформаторам.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Основной задачей экспериментального исследования является определение оптимального расположения входных 1, 2, выходных 5, 6 электродов на торцах пьезопривода (рис. 1) относительно друг друга, с целью получения максимального перемещения пьезопривода и выполнение функции контроля.

ОСНОВНОЙ МАТЕРИАЛ

Для определения оптимального расположения входных, выходных электродов на торцах пьезопривода относительно друг друга проведём эксперимент, в ходе которого пьезоэлемент подключается по схеме (рис. 1). Учитывая, что все пьезоэлементы пьезопривода одинаковые, а величина перемещения пьезопривода определяется по формуле (3), для определения оптимального расположения входных, выходных электродов на торцах пьезопривода относительно друг друга, достаточно провести эксперимент на одном пьезоприводе.

В качестве показателя, который определяет взаимное расположение электродов, взято соотношение площадей входных, выходных электродов S_1/S_2 , где S_1 – площадь входного электрода, S_2 – площадь выходного электрода.

Поскольку амплитуда сигнала, снимаемого с выходных электродов 5, 6 зависит от величины перемещения пьезопривода, целью экспериментальных исследований является определение при каком соотношении площадей электродов S_1, S_2 амплитуда сигнала снимаемого с выходных электродов будет максимальна.

Для проведения эксперимента взято 4 пьезоэлемента с различными размерами входных, выходных электродов. Параметры пьезоэлементов указаны в табл. 1.

Таблица 1

Обозначение	$S_2, \text{мм}^2$	$S_1, \text{мм}^2$	$D, \text{мм}$	$L, \text{мм}$	Материал
Пьезоэлемент № 1	24	678	30	2	ЦТБС-8
Пьезоэлемент № 2	57	643	30	2	ЦТБС-8
Пьезоэлемент № 3	196	463	30	2	ЦТБС-8
Пьезоэлемент № 4	344	338	30	2	ЦТБС-8

В ходе эксперимента пьезоэлемент подключается по схеме, приведенной на рис. 2. В качестве источника напряжения используется генератор импульсов Г5-54. Сигнал, снимаемый с выходных электродов, измеряется при помощи осциллографа С1-65А.

На электроды 1, 2 пьезоэлемента (рис. 2) подаётся сигнал с амплитудой 60 В (рис. 3). Контроль выполнения перемещения производится по сигналу снимаемого с электродов 5, 6.

Вид сигнала, снимаемого с выходных электродов 5, 6 пьезоэлемента № 1, показан на рис. 4; снимаемого с выходных электродов 5, 6 пьезоэлемента № 2 – на рис. 5; снимаемого с выходных электродов 5, 6 пьезоэлемента № 3 – на рис. 6; снимаемого с выходных электродов пьезоэлемента № 4 – на рис. 7.

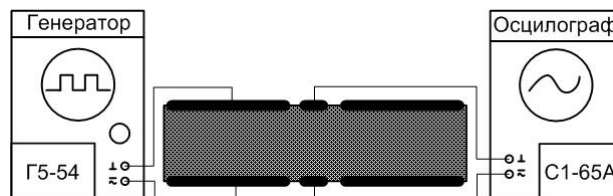


Рис. 2. Схема подключения пьезоэлемента

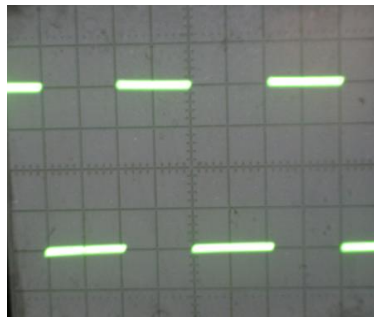


Рис. 3. Сигнал, подаваемый на входные электроды 1, 2

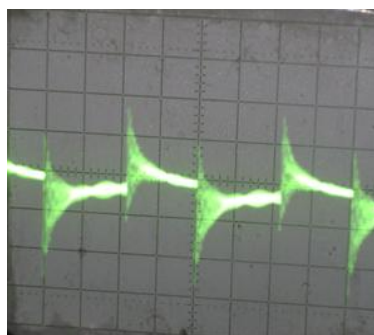


Рис. 4. Вид сигнала с выходных электродов пьезоэлемента №1

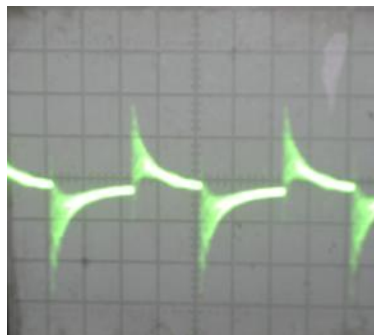


Рис. 5. Вид сигнала с выходных электродов пьезоэлемента №2

Данные, отображаемые на рис. 4-7 фиксируются при помощи осциллографа С1-65А.

На рис. 8 показан график зависимости амплитуды выходного сигнала от соотношения площадей входных, выходных электродов.



Рис. 6. Вид сигнала с выходных электродов пьезоэлемента № 3

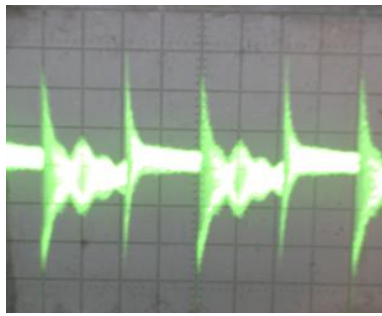


Рис. 7. Вид сигнала с выходных электродов пьезоэлемента № 4

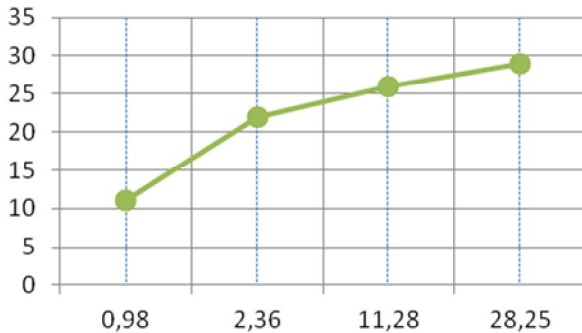


Рис. 8. Зависимость амплитуды выходного сигнала от площадей входных, выходных электродов

Результаты эксперимента представлены в табл. 2.

Таблица 2

Номер пьезоэлемента	S_1 / S_2	Входное напряжение $U_{вх}, В$	Выходное напряжение $U_{вых}, В$
№1	28,25	60	29
№2	11,28	60	26
№3	2,36	60	22
№4	0,98	60	11

ВЫВОД

Из данных, отображенных в табл. 2 и рис. 8 следует, что чем больше площадь входных электродов, тем больше амплитуда сигнала снимаемого с выходных электродов, следовательно, и величина перемещения. Таким образом, для выполнения условия максимального перемещения, а также функции контроля, конструкция пьезопривода должна предусматривать наличие входных, выходных электродов, при этом площадь входных электродов должна быть как можно больше, а выходных, как можно меньше.

ПЕРСПЕКТИВЫ ДАЛЬНЕЙШИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Перспективами дальнейших исследований является определение влияния параметров окружающей среды на перемещение областей пьезопривода S_1, S_2 , а также определение дополнительно возможных конфигураций расположения входных, выходных электродов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пат. № 54009 України, МКП(2006) F02M 51/00. П'єзопривід / М.Д. Кошовий, О.О. Стрілець (Україна). – № u201004629; Заявл. 19.04.2010; Опубл. 25.10.2010, Бюл. № 20.
2. Пат. № 34947 України, МКП(2006) F02D 41/40. Пристрій керування системою впрыскування палива / М.Д. Кошовий, О.О. Стрілець (Україна). – №u200804544; Заявл. 09.04.2008; Опубл. 26.08.2008, Бюл. № 16.
3. Пьезоэлектрические преобразователи / В.М. Шарапов, И.Г. Минаев, Ю.Ю. Бондаренко, Т.Ю. Кисиль, М.П. Мусиенко, С.В. Роттэ, И.Б. Чудаева / Под ред. В.М. Шарапова. – Черкассы; ЧГТУ, 2004. – 435 с.
4. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики / Под ред. В.М. Шарапова. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.
5. Шарапов В.М., Сотула Ж.В., Туз В.В. Динамические характеристики биморфных доменно-диссипативных пьезотрансформаторов // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2008. – № 3.
6. Шарапов В.М., Бублей А.В.. Исследование амплитудно-частотных характеристик дисковых пьезотрансформаторов // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2007. – № 3-4.

Bibliography (transliterated): 1. Pat. № 54009 Ukraini, MKP(2006) F02M 51/00. P'ezoprivid / M.D. Koshovij, O.O. Strilec' (Ukraina). - № u201004629; Zayavl. 19.04.2010; Opubl. 25.10.2010, Byul. № 20. 2. Pat. № 34947 Ukraini, MKP(2006) F02D 41/40. Pristrij keruvannya sistemoyu vpriskuvannya paliva / M.D. Koshovij, O.O. Strilec' (Ukraina). - №u200804544; Zayavl. 09.04.2008; Opubl. 26.08.2008, Byul. № 16. 3. P'ezo`elektricheskie preobrazovateli / V.M. Sharapov, I.G. Minaev, Yu.Yu. Bondarenko, T.Yu. Kisil', M.P. Musienko, S.V. Rott'e, I.B. Chudaeva / Pod red. V.M. Sharapova. -Cherkassy; ChGTU, 2004. - 435 s. 4. Sharapov V.M., Musienko M.P., Sharapova E.V. P'ezo`elektricheskie datchiki / Pod red. V.M. Sharapova. - M.: Tehnosfera, 2006. - 632 s. 5. Sharapov V.M., Sotula Zh.V., Tuz V.V. Dinamicheskie karakteristiki bimorfnyh domenno-dissipativnyh p'ezotransformatorov // Visnik Cherkas'kogo derzhavnogo tehnologichnogo universitetu. - 2008. - № 3. 6. Sharapov V.M., Bublej A.V.. Issledovanie amplitudno-chastotnyh karakteristik diskovyh p'ezotransformatorov // Visnik Cherkas'kogo derzhavnogo tehnologichnogo universitetu. -2007. - № 3-4.

Поступила 18.06.2011

Стрелец Александр Александрович
Национальный аэрокосмический университет
им. Н.Е. Жуковского "ХАИ"
кафедра "Информационно-измерительные системы"
61070, Харьков, ул. Чкалова 17
тел. (063) 312-51-84

Strelets A.A.

Determination of optimal electrode arrangement on a piezoelectric actuator

A problem of optimal electrode arrangement on a piezoelectric actuator under meeting conditions of the piezoelectric actuator maximum shift and shift control ability is considered in the article. With the help of experimental research, optimal arrangement of input and output electrodes on the surface of the piezoelectric actuator piezoelectric elements is specified.

Key words – piezoelectric actuator, electrode arrangement, optimization.

М.И. Баранов

РАСЧЕТНАЯ ОЦЕНКА ТОЛЩИНЫ СЛОЯ ИНДУКЦИОННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЗАРЯДОВ В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ

Отримана формула для наближеного розрахунку товщини шару надмірних електричних зарядів, що виникають на кінцях (торцях) металевого провідника при явищі електромагнітній індукції.

Получена формула для приближенного расчета толщины слоя избыточных электрических зарядов, возникающих на концах (торцах) металлического проводника при явлении электромагнитной индукции.

ВВЕДЕНИЕ

В [1-3] автором в рамках классических положений электростатики и электродинамики были предложены новые электрофизические микромеханизмы возникновения открытого экспериментальным путем в 1831 году английским физиком Майклом Фарадеем (1791-1867 гг.) явления электромагнитной индукции (ЭМИ) в металлическом проводнике (контуре), как равномерно движущемся во внешнем постоянном магнитном поле, так и покоящемся (неподвижном) и испытывающем воздействие внешнего переменного (импульсного) магнитного поля. Известно, что вскоре после открытия фундаментального явления ЭМИ этот вид индукции был практически использован М. Фарадеем при создании им первого в мире униполярного электрогенератора ("диска Фарадея"), работа которого основывалась на круговом движении медного диска в постоянном магнитном поле воздушного зазора между полюсами магнита (электромагнита) [4]. Для лучшего понимания механизма возникновения явления ЭМИ в проводниках обмоток (электрических контурах) электрогенераторов (электродвигателей) и процесса наведения индукционных электрических зарядов, к примеру, в незамкнутом прямолинейном металлическом проводнике, необходимо знать размеры тех его локальных краевых зон, в которых происходит избыточная концентрация отрицательного заряда свободных электронов (отрицательно заряженный конец проводника) и положительного заряда (недостатка свободных электронов) на противоположном положительно заряженном конце проводника. В настоящее время расчетные соотношения для определения геометрических размеров таких краевых зон в проводниках (электрических контурах) в учебной и научной электротехнической литературе отсутствуют. Во вводной части этой работы необходимо указать и то, что в соответствии с известными положениями физики твердого тела в любом макроскопически электронейтральном металлическом проводнике присутствуют нерелятивистские свободные электроны с отрицательным зарядом e_0 , имеющие усредненную по его макроскопическому объему концентрацию (объемную плотность) n_{e0} и подчиняющиеся квантовой статистике Ферми-Дирака [5]. Тепловая скорость хаотичного движения этих электронов определяется их энергией Ферми W_F , зависящей от температуры T_0 металла проводника и характерной для каждого вида (сорта) атомов (ионов) его кристаллической решетки [5].

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ПО ОЦЕНКЕ ТОЛЩИНЫ СЛОЯ ИНДУКЦИОННЫХ ЗАРЯДОВ В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ

Считаем, что до возникновения в металлическом проводнике явления ЭМИ свободные электроны и ионы атомов материала данного проводника в первом приближении образовывали равновесную изотермическую твердотельную плазму, для которой электронная и ионная температуры были равны друг другу и имело место взаимная компенсация пространственных зарядов отрицательных свободных электронов, отделившихся от атомов материала проводника, и оставшихся в узлах его кристаллической решетки положительных ионов металла проводника. С учетом этого допущения рассмотрим приведенный на рис. 1 незамкнутый прямолинейный цилиндрический немагнитный металлический проводник радиусом r_0 и длиной $l_0 \gg r_0$ с плоскими круглыми концами (торцами), в котором из-за проявления ЭМИ и возникновения вдоль него индукционного электрического поля с напряженностью E_0 произошло равновесное распределение и продольное смещение в его объеме свободных электронов с их избыточной концентрацией на левом конце (торце) проводника и их уменьшенной, по сравнению с первоначальной до действия ЭМИ, концентрацией на правом конце (торце) проводника.

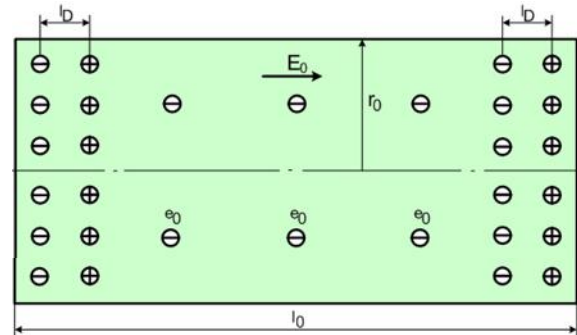


Рис. 1. Расчетная конструкция металлического проводника

Примем, что нарушение электронейтральности указанной плазмы в краевых зонах проводника вызвано продольным смещением перпендикулярных его продольной оси плоских слоев свободных электронов материала проводника, приводящим к образованию в этих зонах плоских слоев отрицательного и положительного объемных зарядов, разделенных вакуумным зазором l_D (см. рис. 1). Следует подчеркнуть то, что в процессе такого продольного смещения в рассматриваемом проводнике его электронов проводимости изменения их концентрации в остальной части объема проводника не происходит [1-3]. Избыточные заряды

на концах (торцах) проводника обуславливают появление на них соответственно отрицательного ϕ_- и положительного ϕ_+ электрических потенциалов. В соответствии с известными положениями физики плазмы [6] принимаем, что рассматриваемая нами исходная "металлическая" плазма (отрицательно заряженный электронный газ совместно с ионизированными положительно заряженными атомами металла проводника) является квазинейтральной средой. Как известно, для такой среды в ее локальных областях может нарушаться компенсация объемного электрического заряда и соответственно может происходить процесс разделения электрических зарядов в объеме квазинейтральной плазмы. В физике плазмы для теоретического описания такого процесса было введено понятие пространственного масштаба разделения ее зарядов [6]. Используя это понятие из физики плазмы и возникновение в силу действия ЭМИ на левом конце рассматриваемого проводника индукционного избыточного отрицательного электронного заряда и на его правом конце индукционного избыточного положительного заряда, определим приближенным расчетным путем толщину слоя Δ_e индукционных электрических зарядов на обоих плоских концах (торцах) исследуемого проводника. Данный оценочный расчет выполним в предположении равномерного и однослойного распределения избыточных отрицательных и положительных электрических зарядов по круглым плоским концам (торцам) разомкнутого металлического проводника с поверхностной плотностью их зарядов σ_e , образующих в области его краев двойные электрические микроконденсаторные плоские слои.

2. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТОЛЩИНЫ СЛОЯ ИНДУКЦИОННЫХ ЗАРЯДОВ В ПРОВОДНИКЕ

С учетом известных закономерностей электростатики и плоского характера электрического поля между супертонкими плоскими слоями отрицательно и положительного объемных зарядов в краевых зонах рассматриваемого металлического проводника, отстоящими друг от друга на расстоянии l_D из-за продольного смещения на указанную величину l_D плоского слоя его свободных электронов с усредненной объемной плотностью n_{e0} , для усредненной напряженности E_e этого электростатического поля можно записать следующее приближенное выражение [5]:

$$E_e = \sigma_e / (2\varepsilon_0) = n_{e0} e_0 l_D / (2\varepsilon_0), \quad (1)$$

где $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная; $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл – электрический заряд электрона.

С другой стороны, для указанной напряженности E_e электрического поля в рассматриваемой микроконструкции плоских положительно и отрицательно заряженных микроконденсаторных слоев незамкнутого на концах металлического проводника с поверхностной плотностью их зарядов σ_e и разностью электрических потенциалов $\Delta\phi = \phi_+ - \phi_- = E_e l_D$ будет справедливо следующее приближенное соотношение [5, 7]:

$$E_e = W_F / (e_0 l_D), \quad (2)$$

где $W_F = 0,6h^2(8m_e)^{-1}(3n_{e0}/\pi)^{2/3}$ – среднее значение энергии Ферми для свободного электрона; $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка; $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$ кг – масса покоя электрона.

Тогда из (1) и (2) для расстояния l_D между проти-

воположно заряженными супертонкими плоскими слоями на концах (торцах) исследуемого разомкнутого проводника в принятом приближении находим:

$$l_D = [2\varepsilon_0 W_F / (e_0^2 n_{e0})]^{1/2}. \quad (3)$$

Полученная согласно (3) величина для l_D применительно к микроразделению отрицательных и положительных объемных электрических зарядов твердотельной ("металлической") плазмы на краях твердого металлического проводника, испытывающего действие ЭМИ, соответствует максимальному значению известного в физике плазмы радиуса Дебая r_D , впервые введенного выдающимся голландским физиком Петером Дебаем (1884-1966 гг.) для электролитов [5, 6]. Используя то, что для толщины слоя Δ_e индукционных электрических зарядов в исследуемом разомкнутом металлическом проводнике справедливо приближенное соотношение $\Delta_e = l_D/2$, с учетом (3) для искомой величины Δ_e получаем следующую формулу:

$$\Delta_e = [\varepsilon_0 W_F / (2e_0^2 n_{e0})]^{1/2}. \quad (4)$$

Входящее в (4) значение усредненной объемной плотности (концентрации) n_{e0} нерелятивистских свободных электронов в твердом материале металлического проводника с валентностью k_e определяется следующим известным образом [8, 9]:

$$n_{e0} = k_e d_e (M_a \cdot 1,6606 \cdot 10^{-27})^{-1}, \quad (5)$$

где d_e – плотность материала проводника; M_a – атомная масса материала проводника, определяемая в соответствии с количественными данными периодической системы химических элементов Менделеева.

3. ПРИМЕР РАСЧЕТА ТОЛЩИНЫ СЛОЯ ИНДУКЦИОННЫХ ЗАРЯДОВ В ПРОВОДНИКЕ

Осуществим на основании (4) численную оценку толщины слоя Δ_e индукционных электрических зарядов на концах (плоских торцах) разомкнутого прямолинейного медного проводника при $r_0 = 1$ мм, $l_0 = 1$ м и температуре окружающей его воздушной среды, равной температуре его электропроводящего материала $T_0 = 0$ °С. Для большей определенности примем, что явление ЭМИ в указанном проводнике обусловлено его равномерным движением в сильном постоянном магнитном поле с индукцией в 1 Тл, действующем в воздушной среде [1, 2]. Для принятого расчетного случая из (5) находим, что при $k_e = 2$, $d_e = 8900$ кг/м³ и $M_a = 63,54$ [8] для твердого медного проводника величина усредненной концентрации в нем электронов проводимости при $T_0 = 0$ °С оказывается примерно равной $n_{e0} = 16,86 \cdot 10^{28}$ м⁻³. Из (2) для усредненного значения энергии Ферми W_F применительно к свободным электронам выбранного медного проводника при $n_{e0} = 16,86 \cdot 10^{28}$ м⁻³ следует, что $W_F = 10,69 \cdot 10^{-19}$ Дж. В результате из (4) получаем, что в нашем случае толщина слоя Δ_e наведенных зарядов на краях (плоских торцах) медного проводника составит численное значение, приближенно равное $0,33 \cdot 10^{-10}$ м. Для сравнения полученного численного значения для Δ_e с известными в атомной физике характеристиками строения представителей микромира (например, атомов и молекул) отметим, что диаметр атома меди составляет порядка 10^{-10} м [8]. Видно, что оцененная автором приближенным расчетным путем толщина слоя Δ_e индукционных электрических зарядов на концах (плоских торцах) медного проводника имеет порядок

одного ангстрема и поэтому она соизмерима с размерами атомов меди. В связи с этим можно говорить о том, что в принятом приближении слой индукционных электрических зарядов на плоских концах (торцах) исследуемого металлического проводника по своей толщине эквивалентен третьей части толщины одного слоя атомов материала проводника. Расчетная оценка по (1) возможного уровня напряженности E_e электрического поля в двойном электрическом нанослое в области концов (плоских торцов) рассматриваемого разомкнутого немагнитного проводника показывает, что она достигает численного значения 10^{10} В/м. Такой результат для E_e указывает на возможное существование во внутренней области микроструктур двойных электрических нанослоев на плоских концах (торцах) принятого металлического проводника, подверженного действию ЭМИ, сверхсильного электрического поля. Физическая возможность возникновения при ЭМИ внутреннего электрического поля такого уровня в плоских двухслойных микрообразованиях твердого электропроводящего материала медного проводника с вакуумными нанозазорами величиной $l_D=2\Delta_e=0,066$ нм вполне допустима. Следует заметить, что на такую возможность появления при ЭМИ в краевых микрообластях рассматриваемого незамкнутого металлического проводника сверхсильного электрического поля указывают и количественные данные ранее выполненных автором приближенных расчетов уровней напряженностей электрического и магнитного полей в вакуумных нанозазорах атомов (величиной порядка 0,05 нм между их ядром и оболочкой) простейшего и наиболее распространенного химического элемента вселенной – водорода [10].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Для теоретического изучения и анализа электрофизических процессов в твердых незамкнутых прямолинейных металлических проводниках с нерелятивистскими электронами проводимости, в которых может проявляться ЭМИ, предложен упрощенный физико-технический подход, базирующийся на известных положениях физики плазмы.

2. На основании предложенного подхода получена формула (4) для приближенного расчета толщины слоя Δ_e индукционных электрических зарядов на противоположных концах (плоских торцах) металлического проводника, испытывающего действие ЭМИ.

3. Выполненная по формуле (4) приближенная расчетная численная оценка толщины слоя Δ_e индукционных электрических зарядов разной полярности на краях (плоских торцах) разомкнутого медного проводника показала, что она оказывается соизмеримой с размерами атомов его материала.

4. Расчетная численная оценка напряженности E_e внутреннего электрического поля в двойном электрическом нанослое в зоне противоположных концов (плоских торцов) разомкнутого медного проводника свидетельствует о том, что под влиянием ЭМИ здесь может возникать сверхсильное электрическое поле.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И. Новый электрофизический подход по теоретическому обоснованию явления электромагнитной индукции Фарадея в движущемся металлическом провод-

нике // *Электротехника і електромеханіка*. – 2010. – № 1. – С. 24-28.

2. Баранов М.И. Электрофизический микромеханизм явления электромагнитной индукции в движущемся металлическом проводнике // *Электричество*. – 2010. – № 11. – С. 69-75.

3. Баранов М.И. Новый электрофизический подход по теоретическому обоснованию явления электромагнитной индукции Фарадея в неподвижном металлическом проводнике // *Электротехника і електромеханіка*. – 2010. – № 4. – С. 32-36.

4. Баранов М.И. Майкл Фарадей и его научные заслуги перед человечеством // *Электротехника і електромеханіка*. – 2009. – № 6. – С. 3-12.

5. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. – М.: Наука, 1990. – 624 с.

6. Голант В.Е., Жилинский А.П., Сахаров И.Е. Основы физики плазмы. – М.: Атомиздат, 1977. – 384 с.

7. Баранов М.И. Квантовомеханический подход при расчете температуры нагрева проводника электрическим током проводимости // *Технічна електродинаміка*. – 2007. – № 5. – С. 14-19.

8. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.

9. 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.

10. Баранов М.И. Приближенный расчет сверхсильных электрических и сильных магнитных полей в атоме вещества // *Электротехника і електромеханіка*. – 2006. – № 6. – С. 60-65.

Bibliography (transliterated): 1. Baranov M.I. Novyj `elektrofizicheskij podhod po teoreticheskomu obosnovaniyu yavleniya `elektromagnitnoj indukcii Faradeya v dvizhushchemsya metallicheskom provodnike // *Elektrotehnika i elektromehaniika*. – 2010. – № 1. – S. 24-28. 2. Baranov M.I. `Elektrofizicheskij mikromehanizm yavleniya `elektromagnitnoj indukcii v dvizhushchemsya metallicheskom provodnike // `Elektrichestvo. – 2010. – № 11. – S. 69-75. 3. Baranov M.I. Novyj `elektrofizicheskij podhod po teoreticheskomu obosnovaniyu yavleniya `elektromagnitnoj indukcii Faradeya v nepodvizhnom metallicheskom provodnike // *Elektrotehnika i elektromehaniika*. – 2010. – № 4. – S. 32-36. 4. Baranov M.I. Majkl Faradej i ego nauchnye zaslugi pered chelovechestvom // *Elektrotehnika i elektromehaniika*. – 2009. – № 6. – S. 3-12. 5. Yavorskij B.M., Detlaf A.A. Spravochnik po fizike. – M.: Nauka, 1990. – 624 s. 6. Golant V.E., Zhilinskij A.P., Saharov I.E. Osnovy fiziki plazmy. – M.: Atomizdat, 1977. – 384 s. 7. Baranov M.I. Kvantovomehanicheskij podhod pri raschete temperatury nagreva provodnika `elektricheskim tokom provodimosti // *Tehnichna elektrodinamika*. – 2007. – № 5. – S. 14-19. 8. Kuz'michev V.E. Zakony i formuly fiziki / Otv. red. V.K. Tartakovskij. – Kiev: Naukova dumka, 1989. – 864 s. 9. Baranov M.I. Izbrannye voprosy `elektrofiziki: Monografiya v 2-h tomah. Tom 2, Kn. 1: Teoriya `elektrofizicheskikh `effektov i zadach. – Har'kov: Izd-vo NTU "HPI", 2009. – 384 s. 10. Baranov M.I. Priblizhennyj raschet sverhsil'nyh `elektricheskikh i sil'nyh magnitnyh polej v atome veschestva // *Elektrotehnika i elektromehaniika*. – 2006. – № 6. – S. 60-65.

Поступила 21.02.2011

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

НИПКИ "Молния"

Национального технического университета

"Харьковский политехнический институт"

61013, Харьков, ул. Шевченко, 47

тел. (057) 707-68-41, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

Baranov M.I.

Estimation of induction electric charges thickness in a metallic conductor.

A formula is obtained for approximate calculation of the thickness of a layer of excess electric charges generated at the ends (butt ends) of a metallic conductor under action of electromagnetic induction.

Key words – metallic conductor, electromagnetic induction, induction electric charges, charges layer thickness.

ПРО ВЗАЄМОДІЮ ЕЛЕМЕНТАРНИХ ЗАРЯДІВ З ЕЛЕКТРИЧНИМ СТАЦІОНАРНИМ ПОЛЕМ

Розглянуті взаємодії як нерухомих електричних зарядів, так і елементарних струмів, описана взаємодія заряджених частинок і стаціонарного електричного поля відповідно до принципу найменшої дії за допомогою функції Лагранжа, встановлена аналітична залежність, що описує взаємодію елементарних зарядів з електричним стаціонарним полем.

Rассмотрены взаимодействия между собой как неподвижных электрических зарядов, так и элементарных токов, описано взаимодействие заряженных частиц и стационарного электрического поля в соответствии с принципом наименьшего действия при помощи функции Лагранжа, установлена аналитическая зависимость, описывающая взаимодействие элементарных зарядов с электрическим стационарным полем.

ВСТУП

Взаємодія (двох) заряджених часток, елементарних зарядів один з одним описується за допомогою силового (електромагнітного) поля. Елементарний заряд створює навколо себе силове поле, яке діє на інший заряд, що перебуває в цьому полі, з деякою силою. Якщо взаємодіючі заряди нерухомі, то силове поле, формоване даними зарядами, є електростатичним, а сила їхньої взаємодії описується законом Кулона ($\nabla D = \rho$) [1]. Електричні заряди, що рухаються, (елементарні струми) створюють силове поле, яке є магнітним полем, силова взаємодія цих зарядів описується законом Ампера ($[\nabla H] = \partial D / \partial t + \delta$). І закон Кулона, і закон Ампера, також як і перший закон Ньютона є законами зворотних квадратів.

Стаціонарне електричне поле – це незмінне в часі електричне поле, обумовлене постійним струмом, є різновидом (окремим випадком) однієї із двох складових електромагнітного поля. Протікання постійного струму в провідному середовищі супроводжується взаємодією вільних зарядів з полем.

При дослідженні руху електричних зарядів, як і будь-яких матеріальних часток, варто виходити із принципу найменшої дії, з принципу Гамільтону. Цей принцип укладається в тім, що для всякої механічної системи існує такий інтеграл S , що зветься дією, що для дійсного руху має мінімум і варіація δS якого, отже, дорівнює нулю [2].

ОСНОВНА ЧАСТИНА

Дія для зарядженої частки (електричного заряду), що рухається в стаціонарному електричному полі, складається із двох частин (складових): з дії вільного заряду, і зі члена, що описує взаємодію заряду з полем. Остання складова повинна містити як величини, що характеризують заряд, так і величини, що характеризують поле.

Властивість поля (у повному обсязі) характеризуються чотиривектором A_μ , так званим чотиримірним потенціалом, компоненти якого є функціями координат і часу. Дані величини входять у дію у вигляді члена:

$$-q \int_a^b A_\mu dx_\mu,$$

де функції A_μ беруться в точках світової лінії елементарного заряду.

Таким чином, дія для електричного заряду має вигляд:

$$S = \int_a^b (-mcds - qA_\mu dx_\mu),$$

де m – маса зарядженої частки q .

Три просторових компоненти чотиривектора A_μ утворюють тримірний вектор A , що зветься векторним потенціалом поля. Часова компонента A_t є скалярним потенціалом $A_t = \varphi/c$. Таким чином: $A_\mu = (A, A_t)$.

Оскільки сигнатура чотиримірного простору, що розглядається в спеціальній теорії відносності, має вигляд $(+ - - -)$ [3], причому $x^0 = ct$, $x^1 = x$, $x^2 = y$, $x^3 = z$, тому інтеграл дії визначається виразом:

$$S = \int_a^b (-mcds + qAdr - q\varphi dt). \quad (1)$$

Якщо врахувати, що швидкість електрично зарядженої частки може бути описана співвідношенням $v = dr/dt$, а також беручи до уваги, що через інваріантність інтервалу ds відстані між подіями визначається співвідношенням [2]

$$ds = cdt \sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}},$$

тому при переході до інтегрування за часом інтеграл дії S (1) описується виразом:

$$S = \int_{t_1}^{t_2} \left(-mc^2 \sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}} + qAv - q\varphi \right) dt.$$

Підінтегральне вираження є функція Лагранжа (лагранжіан) для зарядженої частки в електромагнітному полі

$$L = -mc^2 \sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}} + qAv - q\varphi. \quad (2)$$

Похідна лагранжіана по швидкості руху електричного заряду (матеріальної точки) $\partial L / \partial v$ є узагальнений (канонічний) імпульс P , сполучений із просторовою координатою x [1]:

$$P = \frac{\partial L}{\partial v} = \gamma mv + qA = \frac{mv}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} + qA = p + qA, \quad (3)$$

де $p = \frac{\partial L_0}{\partial v} = \frac{mv}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}$ – звичайний імпульс електрич-

ного заряду q (вільної матеріальної точки), імпульс у відсутності полів [2].

Рівняння руху заряду в стаціонарному (електромагнітному) полі визначаються варіюванням дії, тобто даються рівняннями Лагранжа [1]:

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \mathbf{v}} = \frac{\partial L}{\partial \mathbf{r}}, \quad (4)$$

де L визначається по формулі (2).

Похідний лагранжіана по швидкості руху заряду $\partial L / \partial \mathbf{v}$ є узагальнений імпульс заряду (3), таким чином:

$$\frac{\partial L}{\partial \mathbf{r}} \equiv \nabla L = -q \text{grad} \phi + q \text{grad}(\mathbf{A} \mathbf{v}).$$

Відповідно до відомої формули векторного аналізу [4]

$$\text{grad}(\mathbf{a} \mathbf{b}) = (\mathbf{b} \nabla) \mathbf{a} + (\mathbf{a} \nabla) \mathbf{b} + [\mathbf{b} \text{rot} \mathbf{a}] + [\mathbf{a} \text{rot} \mathbf{b}],$$

тут \mathbf{a} і \mathbf{b} – будь-які два вектори. Якщо використати дану формулу до скалярного добутку векторів $\mathbf{A} \mathbf{v}$ з обліком того, що диференціювання по \mathbf{r} провадиться при постійному векторі \mathbf{v} , то:

$$\frac{\partial L}{\partial \mathbf{r}} = -q \text{grad} \phi + q(\mathbf{v} \nabla) \mathbf{A} + q[\mathbf{v} \text{rot} \mathbf{A}].$$

Таким чином, рівняння Лагранжа (4) описується формулою

$$\frac{d}{dt} (\mathbf{p} + q \mathbf{A}) = -q \text{grad} \phi + q(\mathbf{v} \nabla) \mathbf{A} + q[\mathbf{v} \text{rot} \mathbf{A}]. \quad (5)$$

Повний диференціал $\frac{d \mathbf{A}}{dt}$ складається із двох

частин: зі зміни $\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}$ векторного потенціалу з часом у даній точці простору й зі зміни при переході від однієї точки простору до іншої на відстань $d\mathbf{r}$. (Друга частина дорівнює $(d\mathbf{r} \nabla) \mathbf{A}$). У такий спосіб

$$\frac{d \mathbf{A}}{dt} = \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + (\mathbf{v} \nabla) \mathbf{A}. \quad (6)$$

При підстановці виразу (6) у формулу (5) виходить рівняння:

$$\frac{d \mathbf{p}}{dt} = -q \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - q \text{grad} \phi + q[\mathbf{v} \text{rot} \mathbf{A}]. \quad (7)$$

Рівняння (7) є рівнянням руху заряду в електромагнітному полі. Виразення в правій частині (7) є сила, що діє на заряд в електромагнітному полі. Дана сила складається із двох частин, одна з яких не залежить від швидкості заряду, перший і другий члени правої частини рівняння (7). Друга частина (третій член) пропорційний величині швидкості й перпендикулярний до неї.

Сили, що визначають рух заряду в електромагнітному полі, задаються напруженістю електричного поля \mathbf{E} й магнітною індукцією \mathbf{B} . Вектори \mathbf{E} й \mathbf{B} зв'язані між собою рівняннями Максвелла:

$$[\nabla \mathbf{E}] = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \quad (8)$$

і

$$(\nabla \mathbf{B}) = 0. \quad (9)$$

Оскільки дивергенція ротора дорівнює нулю [4], рівняння (9) дозволяє представити вектор магнітної індукції \mathbf{B} як ротор іншого вектора:

$$\mathbf{B} = [\nabla \mathbf{A}]. \quad (10)$$

Якщо підставити (10) в (8) і змінити порядок диференціювання за часом і по просторових координатах, то друге рівняння Максвелла здобуває наступний вид

$$\left[\nabla \left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) \right] = 0.$$

Виразення в дужках останньої рівності можна представити у вигляді градієнта деякої функції ϕ , тому що ротор градієнта тотожно дорівнює нулю [5]. Отже:

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla \phi. \quad (11)$$

У формулах (10) і (11) вектори \mathbf{E} й \mathbf{B} виражаються через потенціали \mathbf{A} й ϕ , які однозначно визначають поле. Вектор \mathbf{A} є векторним потенціалом, а ϕ – скалярним потенціалом.

Таким чином, рівняння (7) руху заряду можна представити в такий спосіб:

$$\frac{d \mathbf{p}}{dt} = q(\mathbf{E} + [\mathbf{v} \mathbf{B}]). \quad (12)$$

Права частина рівняння (12) являє собою лоренцеву силу. Її перша частина – сила, з якої електричне поле діє на заряд, - не залежить від швидкості заряду й орієнтована по напрямку поля \mathbf{E} . Друга частина – сила, надавана магнітним полем на заряд, – пропорційна швидкості заряду й спрямована перпендикулярно до цієї швидкості й до напрямку магнітного поля \mathbf{B} .

Використовуючи одну з основних формул векторного аналізу [4], що описує подвійний векторний добуток, третій член правої частини рівняння (7) можна перетворити в такий спосіб:

$$[\mathbf{v} \text{rot} \mathbf{A}]_{\alpha} = [\mathbf{v} [\nabla \mathbf{A}]]_{\alpha} = \mathbf{v} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial x_{\alpha}} - (\mathbf{v} \nabla) A_{\alpha} = \frac{\partial}{\partial x_{\alpha}} (\mathbf{v} \mathbf{A}) - (\mathbf{v} \nabla) A_{\alpha}.$$

Індекс α приймає значення 1, 2 і 3 і позначає координати x , y , й z відповідного вектору. З огляду на те, що в рівнянні руху заряду швидкість $\mathbf{v} = d\mathbf{r}/dt$ залежить тільки від часу, а не від просторових координат тому

$$\mathbf{v} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial x_{\alpha}} = \frac{\partial}{\partial x_{\alpha}} (\mathbf{v} \mathbf{A}).$$

Навпроти потенціали поля \mathbf{A} й ϕ залежать і від координат і від часу. Таким чином, повна похідна за часом від векторного потенціалу \mathbf{A} уздовж траєкторії заряду дорівнює

$$\frac{d \mathbf{A}}{dt} = \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + (\mathbf{v} \nabla) \mathbf{A}.$$

Останній вираз, ідентичний рівнянню (6), підтверджує його справедливність. Крім того відповідно до відомої формули векторного аналізу [4]:

$$[\mathbf{v} [\nabla \mathbf{A}]] = \nabla (\mathbf{v} \mathbf{A}) - (\mathbf{v} \nabla) \mathbf{A}. \quad (13)$$

Якщо у вираженні (7) замість подвійного векторного добутку $[\mathbf{v} \text{rot} \mathbf{A}]$ підставити праву частину співвідношення (13), то рівняння руху заряду (7) може бути записане в такий спосіб:

$$\frac{d \mathbf{p}}{dt} = -q \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - q(\mathbf{v} \nabla) \mathbf{A} - q \text{grad} \phi + q \nabla (\mathbf{v} \mathbf{A}). \quad (14)$$

З урахуванням того, що відповідно до вираження

$$(6) \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \frac{d \mathbf{A}}{dt} - (\mathbf{v} \nabla) \mathbf{A}, \text{ рівняння (14) перетвориться в}$$

ВИСНОВКИ

Отже, в стаціонарному електричному полі реального середовища його розповсюдження потік вектора $\gamma \mathbf{E}'$ крізь замкнуту поверхню S , обмежуючу деякий об'єм V , визначається швидкістю зміни вільного заряду, що знаходиться всередині даного об'єму (19). Отож, витік ліній вектора $\gamma \mathbf{E}'$ в даній точці стаціонарного електричного поля рівний зміні об'ємної щільності вільних зарядів в цій точці (18).

Таким чином, аналітична залежність, описана формулами (18) і (19), теоретично обґрунтовує основні як диференціальні, так і інтегральні рівняння стаціонарного електричного поля при його розповсюдженні в реальному середовищі, що має вільні заряди. Це забезпечує можливість розробки нових методів розрахунку і проектування електричних полів, електричних пристроїв, що містять кола постійного струму.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Джексон Дж. Классическая электродинамика. – М.: Мир, 1965. – 702 с.
2. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теория поля. / М.: Наука, 1988. – 512 с.
3. Угаров В.А. Специальная теория относительности. М.: Наука, 1977. – 384 с.
4. Маделунг Э. Математический аппарат физики. – М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1960. – 618 с.
5. Меерович Э.А., Мейерович Б.Э. Методы релятивистской электродинамики в электротехнике и электрофизике. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 232 с.
6. Тамм И. Е. Основы теории электричества. – М.: Наука, 1976. – 616 с.

Bibliography (transliterated): 1. Dzhekson Dzh. Klassicheskaya `elektrodinamika. - M.: Mir, 1965. - 702 s. 2. Landau L.D., Lifshic E.M. Teoriya polya. / M.: Nauka, 1988. - 512 s. 3. Ugarov V.A. Special'naya teoriya odnositel'nosti. M.: Nauka, 1977. - 384 s. 4. Madelung `E. Matematicheskij apparat fiziki. - M.: Gosudarstvennoe izdatel'stvo fiziko-matematicheskoy literatury, 1960. - 618 s. 5. Meerovich `E.A., Mejerovich B.`E. Metody relyativistkoj `elektrodinamiki v `elektrotehnike i `elektrofizike. - M.: `Energoatomizdat, 1987. - 232 s. 6. Tamm I. E. Osnovy teorii `elektrichestva. - M.: Nauka, 1976. - 616 s.

Надійшла 07.07.2011

Придубков Павло Якович, к.т.н., доц.
доцент кафедри "Електротехніка та електричні машини"
Українська державна академія залізничного транспорту
61050, Харків, пл. Фейербаха, 7
тел. (057) 7301996

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

Pridubkov P.Y., Khomenko I.V.

About interaction of elementary charges with the electric stationary field.

The interaction between a stationary electric charges as well as elementary currents describe the interaction of charged particles and a stationary electric field in accordance with the principle of least action with the Lagrangian, analytical dependences describing the interaction of elementary charges with the electric stationary field.

Key words – elementary charges, electric stationary field.

співвідношення [5]: $\frac{d\mathbf{p}}{dt} = -q \frac{d\mathbf{A}}{dt} - q \text{grad}q(\varphi - v\mathbf{A})$, або

$$\frac{d\mathbf{p}}{dt} = -q \frac{d\mathbf{A}}{dt} - q \text{grad}q\varphi', \quad (15)$$

де $\varphi' = \varphi - v\mathbf{A}$ – скалярний потенціал стаціонарного електричного поля.

Права частина виразу (15) відповідає силі F , діючій на заряд q в стаціонарному електричному полі. Дана сила залежить як від просторового і часового положення зарядженої частки, так і від швидкості руху заряду:

$$\mathbf{F} = -q \frac{d\mathbf{A}}{dt} - q \text{grad}q\varphi' = q\mathbf{E}', \quad (16)$$

де \mathbf{E}' – напруженість даного поля.

Закон збереження заряду описується рівнянням безперервності заряду й щільності струму [3]:

$$\text{div}\delta + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0, \quad (17)$$

другий член (доданок) у якому визначається вираженням [6] $\frac{\partial \rho}{\partial t} = \text{div} \frac{\partial \mathbf{D}'}{\partial t}$. Середовище стаціонарного електричного поля однорідне й ізотропне, тому

$\mathbf{D}' = \epsilon_a \mathbf{E}$, таким чином $\frac{\partial \mathbf{D}'}{\partial t} = \frac{\partial(\epsilon_a \mathbf{E}')}{\partial t}$. Тому що напруженість стаціонарного поля є величиною постійної ($\mathbf{E}' = \text{const}$), то

$$\frac{\partial(\epsilon_a \mathbf{E}')}{\partial t} = \frac{\partial \epsilon_a}{\partial t} \mathbf{E}',$$

тут $\gamma = \partial \epsilon_a / \partial t$ – питома провідність середовища поширення даного поля, тому:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} = \text{div} \gamma \mathbf{E}'. \quad (18)$$

Отже:

$$\text{div}\delta = -\text{div} \gamma \mathbf{E}'.$$

Рівняння (17) безперервності справедливо для будь-якого як завгодно малого об'єму, тому

$$\int_V \text{div}\delta dV + \frac{\partial}{\partial t} \int_V \rho dV = 0,$$

або

$$-\int_V \text{div} \gamma \mathbf{E}' dV + \frac{\partial}{\partial t} \int_V \rho dV = 0.$$

Відповідно до теореми Остроградського-Гауса

$\int_V \text{div} \gamma \mathbf{E}' dV = \oint_S \gamma \mathbf{E}' dS$, крім того в об'ємі V , що обмежується поверхнею S [6], $\int_V \rho dV = q$, таким чином,

можна констатувати:

$$\oint_S \gamma \mathbf{E}' dS = \frac{\partial q}{\partial t}. \quad (19)$$

Формули (18) і (19) є відповідно диференціальною та інтегральною формами запису аналітичної залежності, що описує взаємодію вільних заряджених частинок і стаціонарного електричного поля при його розповсюдженні в реальному середовищі, яке має вільні заряди.

Ю.Е. Коляда, В.И. Доценко, О.С. Недзельский, А.В. Пличко, Е.Г. Понуждаева

ПЕРЕДВИЖНАЯ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКАЯ УСТАНОВКА ГИТ-20 ДЛЯ ЭЛЕКТРОИМПУЛЬСНОЙ ОБРАБОТКИ ШЛАМОВ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОГО ПРОИЗВОДСТВА

Наведено результати схемно-технічної розробки пересувної електрофізичної установки "ГИТ-20", призначеної для технологічної обробки шламів металургійного виробництва за допомогою електрогідрравлічних ефектів, викликаних струмами імпульсних розрядів. Описано результати експериментальних досліджень характеристик імпульсів напруги, що ініціюють гарантований розряд генератора імпульсів струму в реальному технологічному середовищі.

Представлены результаты схемно-технической разработки передвижной электрофизической установки ГИТ-20, предназначенной для технологической обработки шламов металлургического производства посредством электрогидравлических эффектов, вызываемых токами импульсных разрядов. Описаны результаты экспериментальных исследований характеристик импульсов напряжения, инициирующих гарантированный разряд генератора импульсов тока в реальной технологической среде.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время генераторы мощных импульсов тока (ГИТ) и импульсов напряжения (ГИН) нашли свое широкое применение в решении ряда задач высокоэффективных технологий, связанных с использованием эффектов мощных электрических разрядов в твердых и жидких материалах и смесях, воздействием мощных электрических и магнитных полей на проводящие и непроводящие материалы. К этим передовым технологиям относятся магнитно-импульсная обработка материалов [1], генерация акустических полей при инъекции плотных плазменных сгустков в жидкости с целью интенсификации технологических процессов в жидкофазных средах [2], интенсификация добычи углеводородов [3], обработка отходов и побочных продуктов металлургического и химического производств и др.

Одним из широко используемых схемно-конструктивных решений для реализации ГИТ и ГИН является применение в качестве основного энергетического узла емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) на базе высоковольтных импульсных конденсаторов. Относительно медленное накопление энергии в ЕНЭ и последующее ее быстрое выделение в канале разряда позволяет осуществить широкий спектр технологических операций. Оптимальные параметры электрического разряда, в частности, амплитудно-временные характеристики импульсов тока и напряжения, устанавливаемые как теоретическими, так и экспериментальными проработками, определяют основные электрические параметры разрядной цепи ЕНЭ, выбор элементной базы, конструкцию элементов, узлов установки в целом, ее стоимостные показатели. В ряде случаев технологические и эксплуатационные особенности требуют мобильного (передвижного) конструктивного исполнения установки, с возможностью оперативного присоединения ее энергетических цепей к элементам стационарного оборудования, участвующего в технологическом процессе.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Одной из перспективных технологий, основанных на использовании электрогидравлических эффектов при мощном электрическом разряде в рабочей среде, является обработка отходов металлургического производства (шламов), смешанных с водой, с целью осаждения находящихся в них примесей (например, металлов), подлежащих дальнейшей утилизации.

Для определения технических требований к основным электротехническим параметрам установки в Приазовском государственном техническом университете (г. Мариуполь) была проведена серия экспериментов, определяющих эффективность электрофизического процесса обработки технологической среды. Это позволило определить оптимальные временные и энергетические параметры импульса тока установки, оптимальную конфигурацию электродов разрядного промежутка, помещенного в технологическую (жидкую) среду. Проведена оценка необходимых амплитудно-временных и энергетических параметров импульса напряжения, инициирующего начальную стадию разряда в выбранном разрядном промежутке.

В результате проведенных предварительных теоретических и экспериментальных исследований эффективности технологического процесса и проработки оптимальных схемно-конструктивных вариантов были определены основные требования к установке:

- максимальная энергия, запасаемая ЕНЭ ГИТ – 25 кДж;
- максимальное напряжение заряда ЕНЭ ГИТ – 5 кВ;
- форма импульса тока апериодическая либо затухающая синусоида с амплитудой первой обратной полуволны, не более 20 % амплитуды первой полуволны I_m ;
- длительность импульса тока (первой полуволны) по уровню $0,1I_m$ – от 700 мкс до 1000 мкс;
- разряд инициируется в кольцевом зазоре разрядника между двумя коаксиальными цилиндрическими электродами по поверхности диэлектрика между ними. Наружный электрод заземлен;

- разрядник, рабочий орган установки (РО), размещается в рабочем объеме (баке), заполненном технологической средой. Технологическая среда представляет собой смесь жидкости (воды) с солевым составом, меняющимся в определенных пределах, и твердых измельченных отходов металлургического производства;

- частота следования импульсов тока – 1 импульс в 30 с;

- ресурс установки – не менее 10^5 циклов "заряд-разряд" (при напряжении 5 кВ).

- с целью расширения эксплуатационных возможностей конструктивно установка должна быть мобильной, т.е. ее оборудование (исключая источники силового питания) должно размещаться на борту автотранспорта и обеспечивать возможность подключения высоковольтных разрядных цепей ЕНЭ к рабочему органу стационарного оборудования энергопроводом длиной 20 м.

РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ

В 2010 г. в Научно-исследовательском и проектно-конструкторском институте "Молния" НТУ "ХПИ" была разработана и создана мощная передвижная электрофизическая установка ГИТ-20 для выполнения технологических операций электроимпульсной обработки отходов металлургического производства.

Принятые схемно-технические решения, результаты проведенных исследовательских работ позволили реализовать все указанные выше технические требования.

Анализ возможных вариантов схемно-технического исполнения установки [4] показал, что оптимальной является схема с параллельно работающими на один разрядный промежуток РО ГИТ и ГИН.

Электрическая схема разрядного контура установки представлена на рис. 1.

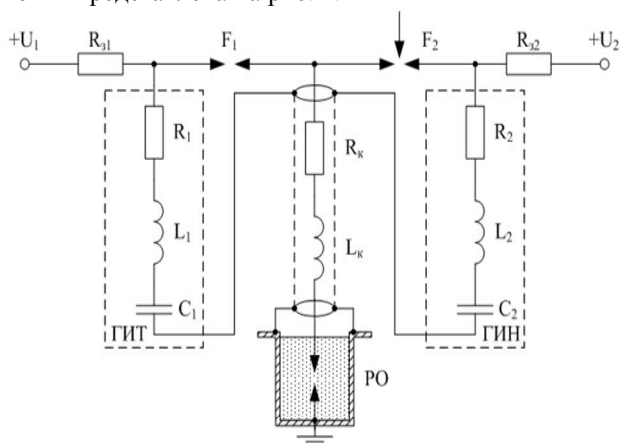


Рис. 1. Электрическая схема разрядного контура установки:
 C_1, L_1, R_1 – соответственно емкость, индуктивность и активное сопротивление ГИТ; C_2, L_2, R_2 – аналогичные параметры ГИН; F_1 – управляемый двухэлектродный разрядник ГИТ; F_2 – управляемый двухэлектродный разрядник ГИН; R_k, L_k – активное сопротивление и индуктивность энергопровода (кабеля);
 РО – рабочий орган

На рис. 1 зарядные цепи условно показаны резисторами R_{31} и R_{32} , к которым подведены источники зарядных токов ГИТ и ГИН с напряжениями соответственно U_1 и U_2 .

Схема рис. 1 работает следующим образом:

После заряда ЕНЭ ГИТ и ГИН до определенных уровней напряжения U_1 и U_2 от схемы управления (СУ) в автоматическом либо ручном режиме подается импульс, инициирующий пробой разрядника F_2 . Напряжение ГИН подается на искровые промежутки разрядников F_1 и РО. Скорость нарастания напряжения определяется рядом факторов: временем пробоя разрядника F_2 , $R-L-C$ параметрами разрядного контура, паразитными емкостями, проводимостью жидкой среды, в которой размещается РО. Вольт-секундные параметры импульса напряжения на РО при срабатывании ГИН и электрические параметры разрядных цепей скоординированы таким образом, что позволяют получить одновременное срабатывание РО и F_1 , при этом практически вся энергия ГИН уходит на формирование пробоя и развития проводящего канала в разряднике РО, через который протекает импульсный ток разряда ГИТ.

Вольт-секундные характеристики пробоя искрового промежутка РО во многом зависят от ряда факторов: конструктивного исполнения электродов, материала электродов и диэлектрика в кольцевом зазоре, физических и химических параметров среды, в которой происходит пробой, и др. Как правило, наиболее достоверную информацию в этом вопросе дают экспериментальные исследования.

При разработке установки была изготовлена экспериментальная модель бака, на крышке которого закреплен РО. Конструкция этой модели представлена на рис. 2.

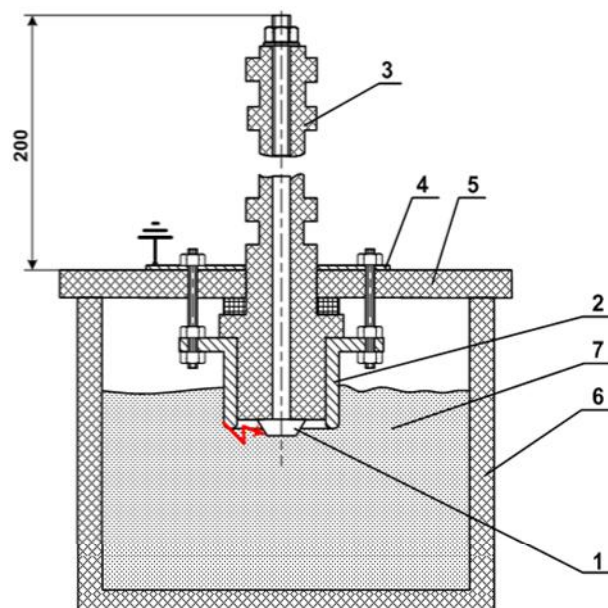


Рис. 2. Конструкция экспериментальной модели бака:
 1-высоковольтный электрод, 2-низковольтный электрод, 3-высоковольтный изолятор, 4-фланец, 5-крышка бака, 6-корпус, 7-технологическая жидкость

РО представляет собой двухэлектродный разрядник, рабочим зазором которого является кольцевой промежуток между коаксиально размещенными высоковольтным электродом 1 и заземленным электродом 2. Между электродами размещена диэлектрическая втулка (капролон), являющаяся частью высоковольтного изолятора 3. Низковольтный электрод 2 электрически соединен с металлическим фланцем 4, к которому присоединяются экраны токоподводящего импульсного кабеля и провод заземления. РО закреплен с помощью фланца 4 на крышке бака, в который заливается технологическая жидкость.

С целью оптимизации конструкции разрядника РО и вольт-секундных характеристик генератора инициирующих импульсов напряжения были проведены экспериментальные исследования различных конструкций разрядника, размещаемого в реальной технологической жидкости. На высоковольтный электрод подавался импульс напряжения от ГИН. Выбрана оптимальная конструкция электродной системы, в которой высоковольтный электрод выполнен в виде усеченного конуса, в котором кромки нижнего основания, прилегающего к диэлектрической втулке, обеспечивают необходимую напряженность электрического поля для пробоя промежутка. Расстояние по радиусу между электродами по поверхности диэлектрика (капролон) – 10мм.

В ходе экспериментов установлено, что гарантированный пробой кольцевого зазора с расстоянием между электродами 10 мм (см. рис. 2) происходит при подаче импульса напряжения с фронтом 25-30 нс и амплитудой 35-45 кВ. Характерные осциллограммы импульса напряжения на РО представлены на рис. 3 и рис. 4. Отмечено, что разряд может происходить не только на фронте импульса, но и с "запаздыванием" на время в единицы мкс.

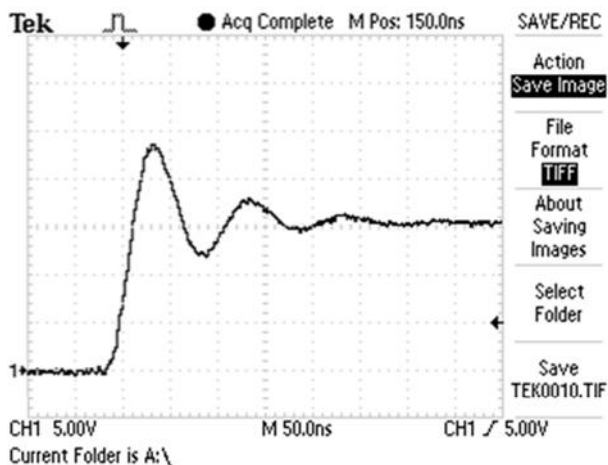


Рис. 3. Осциллограмма импульса напряжения на разряднике РО (амплитуда $U_m = 40$ кВ)

При моделировании экспериментальной схемы, аналогичной рис. 1, в схеме ГИН использовался импульсный конденсатор ИК-100-0,4 (4 мкФ, 100 кВ), заряжаемый от внешнего источника до напряжения от 25 до 45 кВ.

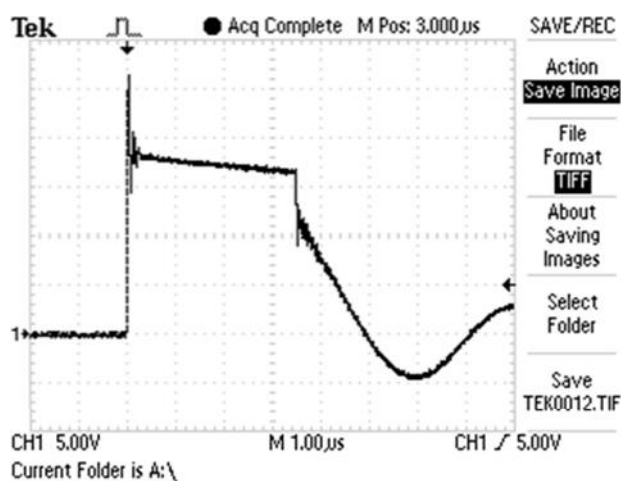


Рис. 4. Осциллограмма импульса напряжения на разряднике РО (время запаздывания пробоя $t_3 = 3,5$ мкс)

При проработке схемно-конструктивных решений установки рассматривались следующие основные требования:

- обеспечение выполнения требования к мобильности установки и, соответственно, конструктивной надежности блоков, узлов и элементов установки;
- обеспечение максимального КПД установки (максимальная отдача энергии ГИТ в проводящий канал разряда РО);
- безопасность эксплуатации и обслуживания установки;
- обеспечение помехозащищенности систем управления, контроля, измерений.

Каждый из этих вопросов решался на основании опыта специалистов НИПКИ "Молния" в разработке высоковольтных импульсных электрофизических установок, с учетом требований нормативных документов, касающихся проблем безопасности эксплуатации и обслуживания.

Размещение оборудования на борту автомобиля ГАЗ-66 КУНГ показано на рис. 5. Основной энергетический блок ЕНЭ ГИТ содержит 14 конденсаторов ИК-6-150 общей массой 770 кг. Масса всего оборудования установки около 1500 кг. На рис. 6 представлена фотография размещения оборудования на борту автомобиля.

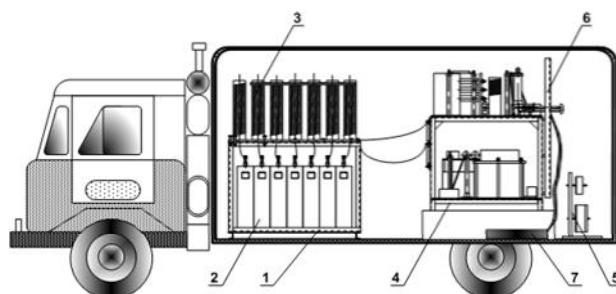


Рис. 5. Размещение основного оборудования ГИТ-20 на борту автомобиля: 1 – блок емкостного накопителя энергии АА2, 2 – конденсаторы ИК-6-150, 3 – катушки индуктивности ЕНЭ, 4 – блок коммутации, 5 – устройство подключения, 6 – ограждение защитное, 7 – кабель высоковольтный

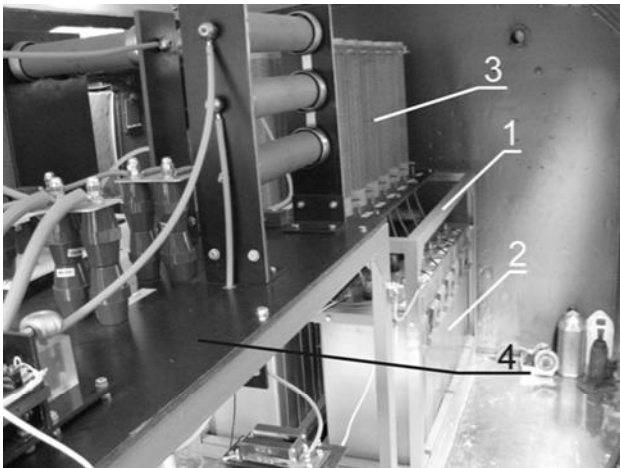


Рис. 6. Фрагмент размещения основного оборудования ГИТ-20 на борту автомобиля ГАЗ-66-КУНГ (обозначения соответствуют рис. 5)

ВЫВОДЫ

Проведены исследовательские и проектно-конструкторские работы по созданию мощной электрофизической установки, обеспечивающей использование электроимпульсных эффектов для технологических целей переработки побочных продуктов металлургического производства.

Создана установка ГИТ-20, которая проходит опытную эксплуатацию на предприятиях металлургической промышленности для подтверждения ее технологической эффективности.

В процессе опытной эксплуатации установки подтверждено полное соответствие технических характеристик заданным. Отмечена высокая надежность работы основного энергетического оборудования, систем управления и контроля

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. Белый И.В., Фертик С.М., Хименко Л.Т. – Харьков: "Вища школа", 1977. – 168 с.
2. Коляда Ю.Е. Генерация акустических полей при инъекции плотных плазменных сгустков в жидкость. – Доповіді Національної академії наук України. – 1999. – С. 91-95.
3. Хвошчан О.В., Сизоненко О.Н., Курашко Ю.И., Швець И.С. К выбору параметров генератора импульсных токов установок погружного типа // Вісник НТУ "ХПІ". Зб. наук. праць. Темат. вип.: Техніка та електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2005. – № 49 – С. 111-119.
4. Усов А.Ф., Семкин Б.В., Зиновьев Н.Т. Переходные процессы в установках электроимпульсной технологии. – Л.: Наука, 1987. – 189 с.

Bibliography (transliterated): 1. Spravochnik po magnitno-impul'snoj obrabotke metallov. Belyj I.V., Fertik S.M., Himenko L.T. - Har'kov: "Vischa shkola", 1977. - 168 s. 2. Kolyada Yu.E. Generaciya akusticheskih polej pri inzhekcii plotnyh plazmennyh sgustkov v zhidkost'. - Dopovidi Nacional'noi akademii nauk Ukraini. - 1999. - S. 91-95. 3. Hvoschan O.V., Sizonenko O.N., Kurashko Yu.I., Shvec I.S. K vyboru parametrov generatora impul'snyh tokov ustanovok pogruzhnogo tipa // Visnik NTU "HPI". Zb. nauk. prac'. Temat vip.: Tehnika ta elektrofizika visokih naprug. - Harkiv: NTU "HPI". - 2005. - № 49 - S. 111-119. 4. Usov A.F., Semkin B.V., Zinov'ev N.T. Perehodnye processy v ustanovkah `elektroimpul'snoj tehnologii. - L.: Nauka, 1987. - 189 s.

Поступила 09.03.2011

Коляда Юрий Евгеньевич, д.ф.-м.н., проф.
кафедра физики

Приазовский государственный технический университет
87500, Мариуполь, ул. Университетская, 7
e-mail: yukol@ukr.net

Доценко Виктор Иванович, к.т.н.,
Недзельский Олег Саввич,
Пличко Андрей Валерьевич, м.н.с.,
Понуждаева Елена Геннадьевна, зав. сект.
НИПКИ "Молния"
Национального технического университета
"Харьковский политехнический институт"
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47
тел./факс (057) 707-62-80
e-mail: vladf48@gmail.com

Kolyada Yu.E., Dotsenko V.I., Nedzelskyi O.S., Plichko A.V.,
Ponuzhdaeva H.G.

"GIT-20" mobile electrophysical installation for electric-pulse working of sludge of metal manufacture.

The paper presents results of engineering development of a powerful mobile electrophysical installation "GIT-20" designed for technological processing of sludge of metal manufacture through electric hydraulic effects caused by pulsed discharge currents. Results of experimental studies of characteristics of voltage pulses initiating a guaranteed discharge of a current pulse generator in real-world technological environment are given.

Key words – current pulse generator, electrophysical installation, electric hydraulic effects, technological environment.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА ПРОНИКНОВЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ ВНУТРЬ СТРУКТУРНО-НЕОДНОРОДНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ЭКРАНА

Наведено результати чисельного розрахунку задачі проникнення імпульсного електричного поля, що супроводжує розряд блискавки, у тонкостінну циліндричну оболонку, що має кінцеві розміри та різноманітні отвори. Розв'язання задачі отримане двома методами: методом кінцевих елементів та гібридним методом, що розроблений автором. Результати чисельного моделювання зіставлені з результатами експериментальних досліджень.

Представлены результаты численного решения задачи проникновения импульсного электрического поля, сопровождающего молниевый разряд, в тонкостенную цилиндрическую оболочку конечных размеров с различными отверстиями. Решение задачи получено двумя методами: методом конечных элементов и гибридным методом, разработанным автором. Результаты численного моделирования сопоставлены с результатами экспериментальных исследований.

ВВЕДЕНИЕ

Электромагнитные экраны являются одним из наиболее эффективных средств защиты радиоэлектронного оборудования (РЭО) от воздействия мощных электромагнитных полей (МЭМП), к числу которых относятся поля, сопровождающие молниевый разряд. В квазистационарном приближении процессы проникновения электрического и магнитного полей можно рассматривать независимо. Электромагнитное поле, сопровождающее разряд атмосферного электричества (молнии), удовлетворяет условиям квазистационарности, если размеры рассматриваемого объекта не превышают 50 м. В рамках данной статьи рассматривается проникновение электрической составляющей электромагнитного поля молнии в корпус РЭО, размеры которых удовлетворяют указанному выше условию.

Известно [1-4], что защитные свойства электромагнитного экрана определяются не столько толщиной и электрофизическими свойствами проводящего материала, из которого он изготовлен, сколько наличием в нем структурных неоднородностей, их формой и размерами, а также ориентацией относительно вектора напряженности электрического поля.

Практика создания реальных проводящих корпусов-экранов показывает, что создать идеальный однородный корпус-экран не представляется возможным, поскольку в его структуре, как правило, присутствуют неоднородности, такие как стыки экранирующих пластин, отверстия для органов индикации и управления, вентиляционные решетки и т.д. В данной статье рассматриваются структурные неоднородности, оказывающие наиболее существенное влияние на защитные свойства проводящего корпуса-экрана, а именно отверстия произвольной формы, а также щели.

Цель работы. Экспериментальная оценка точности результатов, получаемых при расчете электромагнитной обстановки внутри структурно-неоднородного проводящего электромагнитного экрана гибридным методом, а также ее сравнение с результатами, получаемыми при расчете численным методом.

1. Требования, предъявляемые к методам математического моделирования задач электромагнитного экранирования.

Уровни электромагнитного излучения в современном мире неуклонно растут, в то же время миниа-

туризация элементной базы приводит к снижению порога ее чувствительности к МЭМП. В связи с этим, актуальной является задача повышения точности результатов расчета эффективности экранирования разрабатываемых проводящих корпусов-экранов. Понятие коэффициента экранирования для реального корпуса существенно усложняется, поскольку поле внутри экранируемой области является резко неоднородным.

Для описания реальной ситуации внутри экранируемой области введен термин "электромагнитная обстановка" (ЭМО). Под ЭМО в определенной области пространства понимается совокупность электромагнитных полей, влияющая на качество функционирования РЭО, вызывая сбои, кратковременные отказы в работе или полный его выход из строя [1]. Снижение степени дестабилизирующего воздействия проникающего поля может достигаться за счет изменения компоновки РЭО внутри корпуса-экрана, например, размещения более чувствительных компонентов и цепей в более защищенных областях экранируемого пространства, а также за счет изменения конструкции корпуса-экрана. В любом из перечисленных случаев, должна решаться задача оптимизации, выполнение которой на реальных макетах является достаточно трудоемким и затратным.

В мировой практике для решения задач оптимизации широко применяются методы математического моделирования, способные на основании геометрических и электрофизических параметров структурно-неоднородного проводящего экрана, а также с учетом напряженности поля помехи, выполнять расчет ЭМО внутри экранируемой области. Причем, для эффективного применения соответствующих программных средств моделирования, к ним предъявляется ряд требований:

Работа с трехмерными экранами. Большинство методов, хорошо известных в данной области науки и техники, предполагают расчет проникающего поля в двумерном случае. Примерами таких методов могут служить формулы, полученные Г. Каденом для щелей бесконечной длины [5]. Применение таких методов на практике связано с рядом трудностей и не позволяет добиться высокой точности при расчете проникающего поля внутри реальных проводящих корпусов-экранов.

Работа с экранами сложной формы. Большинство аналитических выражений, полученных в теории экранирования [1-6], хорошо применимы для экранов простой формы (сфера, цилиндр, две плоскости). Для их практического применения, необходимо выполнить аппроксимацию сложной формы реального корпуса-экрана к известной простой. Однако, для неоднородных корпусов, даже небольшое изменение формы экрана может приводить к существенному изменению его защитных свойств.

Высокая точность расчета. Применение некоторых аналитических методов, требующих, например, аппроксимации формы реального корпуса-экрана, может приводить к существенным погрешностям в результатах вычисления. На практике, для большинства инженерных задач, погрешность вычисления не должна превышать 20 %.

2. Методы расчета проникающего электрического поля. Существует достаточно много методов расчета защитных характеристик электромагнитных экранов. Их условно можно разделить на аналитические [5, 6] и численные [7-9]. Рассмотрим примеры таких методов, применимых для расчета ЭМО внутри проводящего электромагнитного экрана, содержащего структурные неоднородности типов "отверстие произвольной формы" и "щель".

Численные методы. Наибольшее распространение на практике приобрел метод конечных элементов (Finite Element Method, FEM) [8, 9]. В рамках проведенных исследований использовался вариант метода, реализованный в программном продукте COMSOL Multiphysics [10]. Этот метод позволяет в процессе решения задачи осуществить расчет всех связанных физических параметров, таких как заряд на поверхности экрана, электрический потенциал и др. для каждой точки исследуемой области пространства. Для повышения точности результатов важно создать трехмерную модель, детально отражающую структуру и электрофизические свойства реального объекта, для которого выполняется расчет. **Преимуществами** численных методов являются потенциальная возможность достижения высокой точности, а также возможность работы с трехмерными объектами произвольной формы и конструктивных особенностей. Основным же **недостатком** являются чрезвычайно высокие требования к вычислительным ресурсам, которые могут расти в экспоненциальной прогрессии при усложнении структуры исследуемого объекта.

Аналитические методы. В отличие от численных, аналитические методы не требуют точного отражения всех деталей исследуемого корпуса, а также не выполняют расчет сопутствующих физических параметров. Расчетные формулы, связывающие ЭМО внутри корпуса с его определенными геометрическими и электрофизическими параметрами, как правило, получены теоретически, либо, в некоторых случаях, эмпирически, и имеют узкоспециализированное применение (например, для корпусов-экранов лишь определенной формы). **Преимуществами** аналитических методов являются их простота, а также высокая скорость вычисления и низкие требования к вычислительным ресурсам. Основными же их **недостатками**

являются ограниченная точность и применимость лишь к корпусам-экранам простых геометрических форм. Примером аналитического метода, применимого для расчета проникающего поля сквозь проводящий экран, содержащий структурные неоднородности, является "Методика оценки влияния структурных неоднородностей электромагнитного экрана на его защитные свойства" [11]. Особенностью данной методики является необходимость задания напряженности электрического поля в точке на поверхности эквивалентного однородного корпуса, совпадающей с центром реальной неоднородности на исследуемом корпусе. Данная методика практически реализована автором в программном продукте "Screening Orifices Analytics" (SOA) [12].

Исходя из практики применения как численных, так и аналитических методов для расчета проникающего электрического поля сквозь структурные неоднородности реальных электромагнитных экранов, был разработан "Гибридный метод расчета влияния структурных неоднородностей электромагнитного экрана на его защитные свойства" [13]. Данный метод сочетает в себе преимущества численных и аналитических методов, позволяя моделировать проводящие электромагнитные экраны произвольной формы, рассматривать влияние отверстий произвольной формы и щелей в их структуре на защитные характеристики экрана. В [13] было показано, что применение гибридного метода для решения практических задач моделирования реальных экранов позволяет, по сравнению с FEM, существенно снизить временные затраты, как на разработку, так и на расчет модели. В дополнение к этому, в данной статье приводится экспериментальная оценка точности результатов, получаемых при расчете гибридным методом, а также ее сравнение с результатами, получаемыми при расчете численным методом.

3. Постановка задачи. Для сравнительной оценки точности расчета напряженности проникающего электрического поля различными методами, использована модель реального электромагнитного экрана – макета корпуса ракеты-носителя (рис. 1). Параметры численной и гибридной моделей задаются в соответствии с реальными геометрическими и электрофизическими параметрами корпуса-экрана, на котором затем выполняется экспериментальная проверка. Напряженность электрического поля в модели также соответствует реальным значениям напряженности в экспериментах.

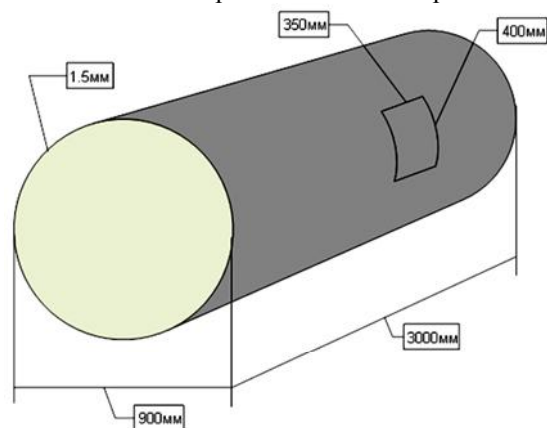


Рис. 1. Линейные размеры исследуемого корпуса-экрана

Параметры исследуемого экрана: Экран представляет собой полый цилиндр с однородными торцами (рис. 1), выполненный из сплава АМц ($\sigma = 2,9 \times 10^7$ См/м), длиной 3 м и радиусом 0,45 м. Толщина стенок: 1,5 мм. В боковой поверхности цилиндра, на расстоянии 0,225 м от середины его образующей, вырезано отверстие прямоугольного сечения, размером 0,35×0,4 м (далее "базовое отверстие"). На данное отверстие могут крепиться 3 различные накладки (рис. 2):

- Накладка А – заглушка для обеспечения однородности стенки корпуса;
- Накладка В – квадратное отверстие размером 0,2×0,2 м;
- Накладка С – система из 4 отверстий диаметром 0,1 м, удаленных на 0,15 м друг от друга.

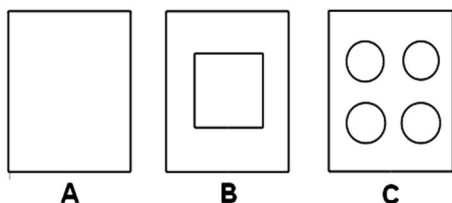


Рис. 2. Накладки для базового отверстия

Напряженность внешнего электрического поля равняется 165 кВ/м. В испытательной установке поле задается системой параллельных заряженных пластин с линейными размерами 3,63×5,21 м, удаленными друг от друга на 3 м, между пластинами располагается исследуемый объект отверстием вверх (рис. 3 и 4). Для определенности, рассчитано и измерено z -компоненту электрического поля в двух точках (рис. 3):

- в точке пересечения оси симметрии цилиндра и его радиуса, проходящего через центр базового отверстия (КТ 1);
- в точке, лежащей на радиусе, проходящем через центр базового отверстия, и удаленной на 0,25 м от оси симметрии цилиндра (КТ 2).

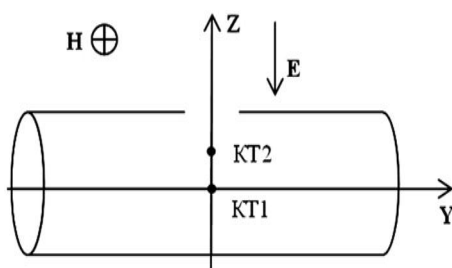


Рис. 3. Направление вектора напряженности электрического поля

Значения других компонент в этих точках пренебрежимо мало, и находится ниже порога чувствительности измерительного устройства. Задача расчета z -компоненты связана с выбором системы координат, где ось OZ антипараллельна вектору напряженности электрического поля созданного полеобразующей системой. Выбор точек внутри корпуса-экрана, в которых выполняется расчет, связан с конечными габаритами реального измерительного датчика, а также особенностями его установки внутри корпуса-экрана

(рис. 5). Точка отсчета выбранной системы координат совпадает с геометрическим центром цилиндра.



Рис. 4. Внешний вид испытательной установки

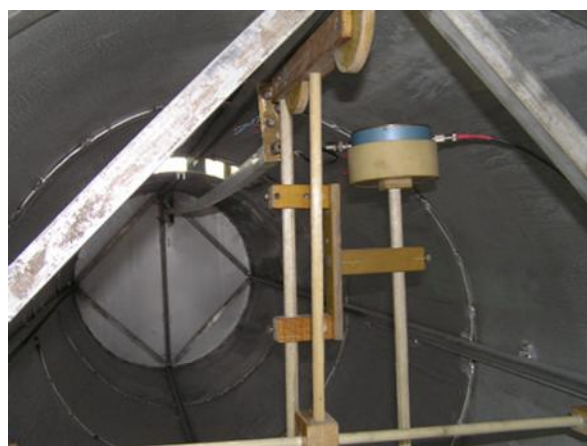


Рис. 5. Внешний вид датчика электрического поля, установленного внутри корпуса-экрана

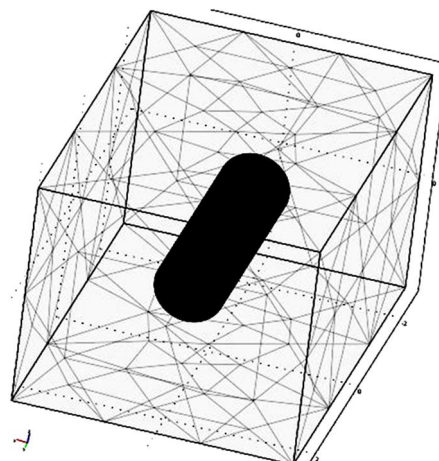


Рис. 6. Трехмерная численная модель исследуемого экрана

4. Результаты моделирования.

Численная модель. В COMSOL Multiphysics 3.5 в режиме *3D - AC/DC Module - Statics, Electric - Electrostatics* была создана модель испытательной установки с установленным исследуемым корпусом-экраном (рис. 6). Полученная сетка содержит 116871

элементов. Выбор итерационного решателя позволяет снизить требования к объему ОЗУ. Аналогичным образом были созданы и рассчитаны модели корпуса-экрана с накладками А-С. Результаты моделирования численным методом приведены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты численного расчета z -компоненты E -поля, В/м

Точка	Без накладок	С накладкой		
		А	В	С
КТ 1	4845,01	1,54e-4	525,01	259,35
КТ 2	37528,28	9,57e-4	6500,08	1446,51

Примечательным является то, что результаты расчета напряженности электрического поля численным методом с помощью программы COMSOL Multiphysics 3.5 могут быть легко представлены в графическом виде (рис. 7), позволяя получить общее представление о распределении напряженности электрического поля вдоль оси, проходящей через центр базового отверстия.

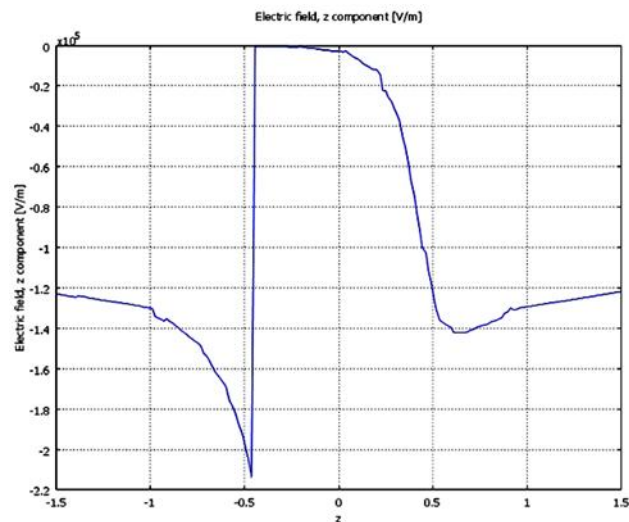


Рис. 7. Распределение напряженности E_z вдоль линии, проходящей через центр базового отверстия в радиальном направлении. Вектор E антипараллелен оси OZ . Макет РКТ размещен в полеобразующей системе отверстием вверх. Поле внутри макета соответствует диапазону изменения координаты $-0,45 < Z < 0,45$

Гибридная модель. В гибридной модели вычисление проникающего поля осуществляется согласно "Методике оценки влияния структурных неоднородностей электромагнитного экрана на его защитные свойства" [11] на корпусе произвольной формы. Для получения точного значения напряженности электрического поля в точке на поверхности однородного экрана, совпадающей с центром реального отверстия, используется численный метод. В таком случае, первым этапом является расчет напряженности электрического поля на поверхности однородного цилиндра в точке, совпадающей с центром базового отверстия с помощью COMSOL Multiphysics.

В данном случае, число элементов сетки составляет всего 20230, что существенно меньше, чем в численной модели, следовательно, требования к вычислительным ресурсам снижаются. Напряженность

электрического поля в искомой точке, совпадающей с центром базового отверстия, равна $E_z = -3,59e5$ В/м. Данное значение может применяться на втором этапе расчета гибридной модели во всех случаях, кроме случая использования насадки С, где аналогичным образом из уже рассчитанной модели определяется напряженность электрического поля в точках, совпадающих с центрами каждого из 4 отверстий.

Далее, на основании напряженности электрического поля на поверхности однородного экрана с помощью программы SOA (рис. 8), вычисляется напряженность проникающего поля в контрольных точках КТ 1 и КТ 2. Значения параметров S, p, a, b определяются размерами и формой отверстий. Обоснование выбора этих параметров приведено в [11].

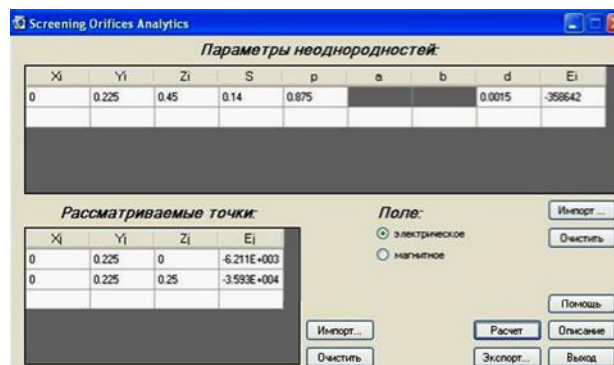


Рис. 8. Окно программы SOA при расчете z -компоненты E -поля для исследуемого корпуса без накладок

Результаты гибридного моделирования приведены в табл. 2. Следует отметить, что для накладки А расчет не выполнялся, поскольку разработанный гибридный метод применим только к корпусам, содержащим структурные неоднородности.

Таблица 2

Результаты расчета гибридным методом z -компоненты E -поля, В/м

Точка	Без накладок	С накладкой		
		А	В	С
КТ 1	6211,27	–	796,9	382,26
КТ 2	35928,51	–	7346,36	3281,03

5. Результаты измерений. Экспериментальные исследования проведены в высоковольтном зале НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" на макете корпуса-экрана ракеты носителя. С помощью испытательной установки, схема которой приведена на рис. 9, было создано исходное электрическое поле напряженностью 164,8 кВ/м (с неопределенностью в пределах 7 %).

Результаты измерений представлены в табл. 3. Следует отметить, что достоверность этих результатов подтверждена комиссией, в состав которой входили представители Заказчика – ГП "КБ "Южное". В ходе измерения напряженности поля внутри корпуса с установленной накладкой А не удалось выделить полезный сигнал ввиду его низкого уровня по отношению к собственным шумам датчика.

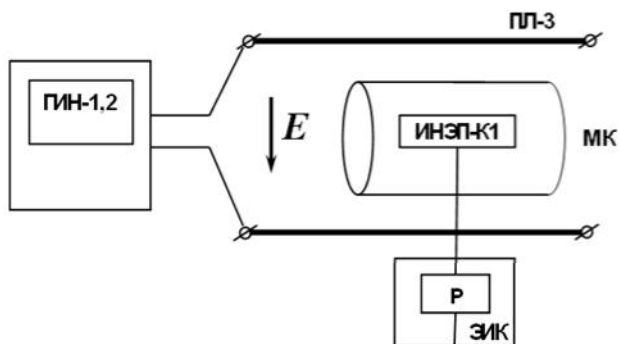


Рис. 9. Схема проведения исследований экранирующих свойств макета при нагружении внешним импульсным электрическим полем (ГИН-1,2 – генератор импульсов электрического поля формы 0,1/10 мс; ПЛ-3 – полеобразующая система; МК – испытываемый макет корпуса; E – вектор напряженности испытательного электрического поля; ИНЭП-К1 – измеритель напряженности электрического поля; ЭИК – экранированная измерительная камера; Р1 – регистратор (осциллограф))

Таблица 3

Результаты измерений, В/м

Точка	Без накладок	Накладка		
		А	В	С
КТ 1	5978	–	776	361
КТ 2	34298	–	5690	2120

6. Анализ полученных результатов. В табл. 4 приведены сводные данные экспериментальных исследований и расчетной оценки двумя методами, а также отклонения результатов расчета по отношению к результатам эксперимента.

Таблица 4

Сравнение результатов измерения и расчета E-поля внутри неоднородного экрана

Точка	Эксперимент, В/м	Численный метод		Гибридный метод	
		Значение, В/м	Отклонение, %	Значение, В/м	Отклонение, %
Без накладок					
КТ 1	5978	4845,01	-19	6211,27	+4
КТ 2	34298	37528,28	+9,4	35928,5	+4,7
Накладка В					
КТ 1	776	525,01	-32,3	796,9	+2,7
КТ 2	5690	6500,08	+14,2	7346,36	+29,1
Накладка С					
КТ 1	361	259,35	-28	382,26	+5,9
КТ 2	2120	1446,51	-32	3281,03	+54,8

Анализ результатов, представленных в табл. 4, позволяет сделать следующие выводы:

1. Значения отклонения результатов численной оценки от данных эксперимента возрастают по мере уменьшения размеров отверстия. Это обусловлено тем, что масштаб пространственной неоднородности проникающего поля при малых размерах отверстий становится сравнимым с размерами измерительного преобразователя. При этом, как показано в работе [14], погрешность результата измерения существенно зависит от соотношения размеров датчика и отверстия, а также координат точки измерения.

2. Несмотря на то, что потенциально численный метод может давать более точные результаты, в рассматриваемом случае применение гибридного метода дает более точную оценку реального значения элект-

рического поля. Возможным объяснением такой ситуации может служить недостаточное число элементов сетки, используемой в численном методе. Расчет приведенной численной модели в COMSOL стал возможен лишь при применении итерационного решателя, при объемах ОЗУ 8Гб. Причем, основные затраты ОЗУ приходились именно на этап наложения сетки. Таким образом, даже решение относительно простой задачи требует больших объемов вычислительных ресурсов. Напротив, ту же задачу гибридным методом удалось решить без каких-либо затруднений на ПК с ОЗУ 1 Гб.

3. Даже в случаях, когда отклонение данных, полученных гибридным методом, по абсолютному значению превышает отклонение данных по численному методу, в случае гибридного метода отклонение всегда происходит в сторону больших значений. Таким образом, гибридный метод всегда дает прогноз максимально возможной напряженности полей ЭМО внутри корпуса экрана.

ВЫВОДЫ

Экспериментальная оценка точности результатов, полученных гибридным методом, показала, что погрешность в расчетах, при корректном измерении однородного поля, как правило, укладывается в 20 %. В тех случаях, когда отклонение выходило за пределы 20 %, пространственная неоднородность измеряемого электрического поля, имела масштаб меньший, чем линейные размеры датчика. Эту зависимость нетрудно проследить по увеличению погрешности расчета гибридным методом по мере приближения контрольной точки к структурным неоднородностям для одних и тех же накладок.

Сравнительная оценка гибридного метода по отношению к численному показала, что результаты, полученные первым, в большинстве случаев, более точны, чем те, что получены вторым методом. Возможной причиной этого является недостаточное число элементов сетки, использованной при выполнении расчета. Усложнение же сетки требует дополнительных вычислительных ресурсов, объем которых уже выходит за пределы объемов, типичных для ПК. Следовательно, для повышения точности результатов расчетов необходимо применение суперкомпьютеров, либо же произведения вычислений на базе вычислительного кластера.

Отклонение данных, полученных в результате расчета гибридным методом, в отличие от численного метода, всегда дает "худший" прогноз напряженности проникающего электрического поля, что, с инженерной точки зрения, является преимуществом, поскольку такой подход позволяет гарантировать некоторый запас защитных свойств разрабатываемого проводящего электромагнитного корпуса-экрана.

Таким образом, результаты данных исследований подтверждают целесообразность практического применения разработанного автором гибридного метода для расчета проникающего электрического поля сквозь структурные неоднородности проводящего электромагнитного экрана произвольной формы.

Исследования проведены в рамках выполнения

хозяйственного договора № 351082 между ГП "КБ "Южное" и НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ". Экспериментальные исследования проведены сотрудниками научно-исследовательского отдела № 2 под руководством В.В. Князева.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кравченко В.И., Болотов Е.А., Летунова Н.И. Радиозлектронные средства и мощные электромагнитные помехи / Под ред. В.И. Кравченко. – М.: Радио и связь, 1987. – 256 с., ил.
2. Ивкин В.Г., Трифонов Е.Е. Методы и средства защиты от помех в электрофизических установках. – Л.: Препринт Г – 0533 НИИ ЭФА, 1982. – 44 с.
3. Уильямс Т., Армстронг К. ЭМС для систем и установок. – М.: Издательский Дом "Технологии", 2004. – 508 с.
4. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиозлектронных средств и непреднамеренные помехи: Пер. с англ. / Вып. 3 / Под ред. А.Д. Князева. – М.: Сов радио, 1979. – 464 с.
5. Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи / Пер. с нем. В.М. Лаврова. – М.-Л.: ГЭИ, 1957. – 327 с., ил.
6. Шваб А.И. Электромагнитная совместимость. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 423 с., ил.
7. Колечицкий Е.С. Расчет электрических полей устройств высокого напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 168 с., ил.
8. Вычислительные методы в электродинамике / Под ред. Р. Митры. – М.: Мир, 1997. – 485 с., ил.
9. Численные методы теории дифракции / Сб. статей. Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 200 с., ил.
10. <http://www.comsol.com>.
11. Скобликов А.Ю. Методика оценки влияния структурных неоднородностей электромагнитного экрана на его защитные свойства // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2010. – № 4. – С. 44-48.
12. Свідоцтво №33865 Україна, Комп'ютерна програма аналітичного розрахунку впливу структурних неоднородностей електромагнітного екрана на його екрануючі властивості "Screening Orifices Analytics" / А.Ю. Скобликов, В.В. Князев, 24.06.2010.
13. Скобликов А.Ю., Князев В.В. Гибридный метод расчета влияния структурных неоднородностей электромагнитного экрана на его защитные свойства // 20-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2010). Севастополь, 13-17 сентября 2010 г.: материалы конф. – Севастополь: Вебер. – 2010. – С. 918-919.
14. Knyazev V.V. Prediction and measurement of electromagnetic field, penetrating through the aperture into conducting screen // Proc. of the 10th Wroclaw Int. Symposium EMC, 1990. p. 734-739.

Bibliography (transliterated): 1. Kravchenko V.I., Bolotov E.A., Letunova N.I. Radio`elektronnye sredstva i moschnye `elektromagnitnye pomehi / Pod red. V.I. Kravchenko. - M.: Radio i svyaz', 1987. - 256 s., il. 2. Ivkin V.G., Trifonov E.E. Metody i sredstva zashchity ot pomeh v `elektrofizicheskikh ustanovkakh. - L.: Preprint G - 0533 NII `EFA, 1982. - 44 s. 3. Uil'yams T., Armstrong K. `EMS dlya sistem i ustanovok. - M.: Izdatel'skiy Dom "Tehnologii", 2004. - 508 s. 4. Uajt D. `Elektromagnitnaya sovmestimost' radio`elektronnyh sredstv i neprednamerennye pomehi: Per. s angl. / Vyp. 3 / Pod red. A.D. Knyazeva. - M.: Sov radio, 1979. - 464 s. 5. Kaden G. `Elektromagnitnye `ekrany v vysokochastotnoj tehnikе i tehnikе `elektrosvyazi / Per. s nem. V.M. Lavrova. - M.-L.: G`EI, 1957. - 327 s., il. 6. Shvab A.I. `Elektromagnitnaya sovmestimost'. - M.: `Energoatomizdat, 1998. - 423 s., il. 7. Kolecchickij E.S. Raschet `elektricheskikh polej ustrojstv vysokogo napryazheniya. - M.: `Energoatomizdat, 1983. - 168 s., il. 8. Vychislitel'nye metody v `elektrodinamike / Pod red. R. Mitry. - M.: Mir, 1997. - 485 s., il. 9. Chislennye metody teorii difrakcii / Sb. statej. Per. s angl. - M.: Mir, 1982. - 200 s., il. 10. <http://www.comsol.com>. 11. Skoblikov A.Yu. Metodika ocenki vliyaniya strukturnykh neodnorodnostej `elektromagnitnogo `ekrana na ego zashchitnye svoystva // *Elektrotehnika i elektromehanika*. - 2010. - № 4. - S. 44-48. 12. Svidoctvo №33865 Ukraina, Komp'yuternaya programma analiticheskogo rascheta vliyaniya strukturnykh neodnorodnostej `elektromagnitnogo `ekrana na ego zashchitnye svoystva "Screening Orifices Analytics" / A.Yu. Skoblikov, V.V. Knyazev, 24.06.2010. 13. Skoblikov A.Yu., Knyazev V.V. Gibridnyj metod rascheta vliyaniya strukturnykh neodnorodnostej `elektromagnitnogo `ekrana na ego zashchitnye svoystva // 20-ya Mezhdunarodnaya Krymskaya konferenciya "SVCh-tehnika i telekommunikacionnye tehnologii" (KryMiKo'2010). Sevastopol', 13-17 sentyabrya 2010 g.: materialy konf. - Sevastopol': Veber. - 2010. - S. 918-919. 14. Knyazev V.V. Prediction and measurement of electromagnetic field, penetrating through the aperture into conducting screen // Proc. of the 10th Wroclaw Int. Symposium EMC, 1990. p. 734-739.

Поступила 24.02.2011

Скобликов Алексей Юрьевич
НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47
тел. +38 (057) 707-68-68
e-mail: oleksii.skoblikov@gmail.com

Skoblikov O.Y.

Simulation results for electric field penetration into an electromagnetic screen with structure inhomogeneities.

Numerical simulation results for penetration of pulsed electric field following a lightning strike into a finite-size thin-wall cylindrical screen with various orifices are given. The solution to the problem is obtained by the means of two methods, namely, a finite element method and a hybrid method developed by the author. The simulation results are compared with experimental data.

Key words – electric field penetration, thin-wall cylindrical screen with structure inhomogeneities, simulation results, hybrid method, finite element method.

ПІДВИЩЕННЯ НАДІЙНОСТІ КІЛ ОПАЛЕННЯ ЕЛЕКТРОВОЗІВ ЧС4 ТА ЧС8

Визначено струми плавлення силових контактів для контакторів 7SP1 та 1SVAD8 у колі опалення електровозів ЧС4 та ЧС8. Показано, що в експлуатації можливі випадки, коли струми КЗ значно перевищують струми плавлення. При цьому до спрацювання захисту через контакти вказаних контакторів проходить струм КЗ протягом часу, який достатній для їх плавлення, внаслідок недостатнього струму термічної стійкості. Розроблені рекомендації щодо значення струму термічної стійкості для апаратів у колах опалення.

Определены токи плавления силовых контактов для контакторов 7SP1 и 1SVAD8 в цепи отопления электровозов ЧС4 и ЧС8. Показано, что в эксплуатации возможны случаи, когда токи КЗ значительно превышают токи плавления. При этом до срабатывания защиты через контакты указанных контакторов проходит ток КЗ на протяжении времени, достаточного для их плавления, вследствие недостаточного тока термической устойчивости. Разработаны рекомендации для значения тока термической устойчивости аппаратов в цепях отопления.

ВСТУП

Досвід свідчить, що при виникненні короткого замикання (КЗ) у колі опалення пасажирських вагонів, яке живиться від спеціальної обмотки (обмотки опалення) тягового трансформатора електровозів ЧС4 та ЧС8, незважаючи на те, що захист спрацює в установленому порядку, виникають суттєві пошкодження електрообладнання, а в окремих випадках виникає пожежа у камерах, де розміщені контактори 7SP1 (електровоз ЧС4) та 1SVAD8 (електровоз ЧС8), які оперативному комутують струм у вказаному колі. Основною причиною пошкоджень електрообладнання є плавлення силових контактів вказаних контакторів при КЗ у колі опалення. Тому виникає необхідність дослідити причини, що викликають плавлення цих контактів.

ОСНОВНІ СПІВВІДНОШЕННЯ ТА РЕЗУЛЬТАТИ РОЗРАХУНКІВ

Розглянемо умови роботи контактів контактора 1SVAD8, які є поверхневими та мають срібні накладки [1]. В залежності від матеріалу контактів можна визначити найбільший струм I_D , який не викликає їх пластичної деформації [2]:

$$I_D \approx 0,56 \frac{\Delta U_P}{r_{K_{НОМ}}}, \quad (1)$$

де ΔU_P – спад напруги у контакті який відповідає розмір'якшенню матеріалу. Для срібла: $\Delta U_{Pc} = 0,09$ В [2].

Перехідний опір при номінальному режимі $r_{K_{НОМ}}$ згідно [3]:

$$r_{K_{НОМ}} = \frac{\rho_T}{2} \sqrt{\frac{\pi \cdot \sigma_{3M}}{F_K \cdot c}}; \quad (2)$$

де ρ_T – питомий електричний опір матеріалів контактів при номінальному режимі, Ом·см; σ_{3M} – питомий опір матеріалів контактів зминанню; c – кількість контактних точок; F_K – сила натиснення у контактах, Н ($F_K = 90$ Н [1]).

Питомий електричний опір матеріалів контактів при номінальному режимі (коли допустиме перевищення температури контактів при температурі навколишнього повітря 40° С згідно ДСТУ 2773-94 не перевищує 80° С) дорівнює:

$$\rho_T = \rho_0(1 + \alpha_{OP} T),$$

де ρ_0 – питомий опір при 0° С, Ом·см; α_{OP} – температурний коефіцієнт матеріалу, $1 / \text{град} \cdot 10^3$; $T = 40^\circ\text{C} + 80^\circ\text{C} = 120^\circ\text{C}$ – температура контактів.

Згідно [3]: $\rho_{0.c} = 1,5$ мкОм·см = $1,5 \cdot 10^{-6}$ Ом·см;

$$\alpha_{OP} = 4 \frac{1}{\text{град} \cdot 10^3}; \quad \rho_T = 1,5 \cdot 10^{-6} (1 + 0,48) = 2,22 \text{ Ом} \cdot \text{см};$$

для поверхневих контактів $c = 3$; $\sigma_{3M.C} = 303 \cdot 10^2$ Н·см².

$$r_{K_{НОМ}} = \frac{2,22 \cdot 10^{-6}}{2} \sqrt{\frac{\pi \cdot 303 \cdot 10^2}{90 \cdot 3}} = 20,8 \cdot 10^{-6} \text{ Ом};$$

$$I_D \approx 0,56 \frac{0,09}{20,8 \cdot 10^{-6}} = 2423 \text{ А.}$$

Номінальний струм контактора 1SVAD8 дорівнює $I_{K_{НОМ}} = 550$ А [1].

Коефіцієнт експлуатаційного запасу комутуючих контактів

$$K_{3ек} = \frac{I_D}{I_{K_{НОМ}}} = \frac{2423}{550} = 4,4.$$

$K_{3ек} = 4,4 > K_3 = 3$, що рекомендується для тягових електроапаратів [2]. Можна зробити висновок, що номінальний струм в обмотці опалення $I_{3НОМ} = 491,8$ А $< I_D = 2423$ А не викличе ніяких пластичних деформацій головних контактів контактора 1 SVAD8.

Струм плавлення [3]:

$$I_{ПЛ} = 0,58 \cdot \frac{\Delta U_{ПЛ}}{r_{K_{НОМПЛ}}}; \quad (3)$$

де $\Delta U_{ПЛ}$ – спад напруги, який відповідає плавленню матеріалу; $r_{K_{НОМПЛ}}$ – перехідний опір контактів на початку плавлення, Ом. Для срібла: $\Delta U_{ПЛ.c} = 0,37$ [1]. Температура плавлення для срібла $T_{ПЛ} = 960^\circ\text{C}$ [3].

На початку плавлення:

$$\rho_{T_{ПЛ}} = 1,5 \cdot 10^{-6} \left(1 + \frac{4 \cdot 960}{1000} \right) = 7,26 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{см};$$

$$r_{K_{НОМПЛ}} = \frac{7,26 \cdot 10^{-6}}{2} \sqrt{\frac{\pi \cdot 303 \cdot 10^2}{90 \cdot 3}} = 68,1 \cdot 10^{-6} \text{ Ом};$$

$$I_{ПЛ} = \frac{0,58 \cdot 0,37}{68,1 \cdot 10^{-6}} = 3151 \text{ А.}$$

Значення амплітуд I_{3m} струму КЗ у колі опалення в момент часу, коли $\alpha_0 - \varphi_K \approx \pi/2$ дорівнюють [4]:

$$I_{3m} = 3981,9 \text{ А (при } U_1 = 19 \text{ кВ);}$$

$$I_{3m} = 5239,8 \text{ А (при } U_1 = 25 \text{ кВ);}$$

$$I_{3m} = 6078,7 \text{ А (при } U_1 = 29 \text{ кВ),}$$

де U_1 – мінімальна, номінальна та максимальна напруги на первинній обмотці тягового трансформатора (напруга контактної мережі); α_0 – фазовий кут U_1 у перший момент КЗ; φ_K – кут відставання струму КЗ від U_1 .

Видно, що при всіх значеннях U_1 відповідне I_{3m} більше струму $I_{ПЛ}$ = 3151 А. Тобто значна ймовірність плавлення, а потім і зварювання контактів. Якщо КЗ відбулось в момент часу, коли $\alpha_0 - \varphi_K \approx 0$:

$$I_{3m} = 3432,5 \text{ А (при } U_1 = 29 \text{ кВ);}$$

$$I_{3m} = 2959 \text{ А (при } U_1 = 25 \text{ кВ);}$$

$$I_{3m} = 2249 \text{ А (при } U_1 = 19 \text{ кВ).}$$

Тобто при $U_1 = 29$ кВ $I_{3m} = 3432,5 \text{ А} > I_{ПЛ} = 3151 \text{ А}$, що може привести до плавлення контактів.

Таким чином, факт плавлення контактів контактора у колі опалення в значній мірі визначається значенням кута ($\alpha_0 - \varphi_K$) у першу мить КЗ ($t = 0$).

При роботі тягових апаратів пластичні деформації контактів та їх зварювання можливі й у випадку струмів, менших $I_{ПЛ}$. Крім струмових навантажень, на апарати можуть діяти і інші збурення або їх комбінації. Наприклад, під впливом динамічних збурень може імпульсно змінюватися і особливо зменшуватися натиснення контактів, що викличе збільшення контактного опору і спаду напруги у контактному з'єднанні. Хоча ці й інші подібні збурення і короточасні, але вони можуть бути достатніми для появи деформацій контактних поверхонь.

За аналогічною методикою визначимо струми I_D та $I_{ПЛ}$ для контактів контактора 7SP1. Найбільший струм I_D , який не викликає пластичної деформації контактів:

$$I_D \approx 0,56 \frac{\Delta U_{PM}}{r_{K_{НОМ}}},$$

де $\Delta U_{PM} = 0,12 \text{ В}$ – спад напруги у контактні мідь-мідь [2].

Відмітимо, що у контактора 7SP1 контакти лінійні із міді (кадмієвої):

$\rho_{0,м} = 2,15 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}\cdot\text{см}$; $\sigma_{3Мм} = 505 \cdot 10^2 \text{ Н/см}^2$; $c = 2$ (для лінійного контакту) [3];

$$\alpha_{ОП.М} = 2,6 \frac{1}{\text{град} \cdot 10^3};$$

$$\rho_T = 2,15 \cdot 10^{-6} \left(1 + \frac{2,6 \cdot 120}{1000} \right) = 2,82 \text{ Ом}\cdot\text{см};$$

$$F_K = 90 \text{ Н [5];}$$

$$r_{K_{НОМ}} = \frac{2,82 \cdot 10^{-6}}{2} \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot 505 \cdot 10^2}{90 \cdot 2}} = 41,85 \cdot 10^{-6} \text{ Ом};$$

$$I_D \approx 0,56 \cdot \frac{0,12}{41,85 \cdot 10^{-6}} = 1605 \text{ А.}$$

Номінальний струм контактора 7SP1 $I_{НОМ} = 400 \text{ А}$ [5]. Коефіцієнт експлуатаційного запасу комутуючих контактів:

$$K_{3ек} = \frac{I_D}{I_{3НОМ}} = \frac{1605}{400} = 4.$$

$K_{3ек} = 4 > K_3 = 3$, що рекомендується для тягових електроапаратів.

Можна зробити висновок, що номінальний струм $I_{НОМ} = 400 \text{ А}$ не викличе ніяких пластичних деформацій головних контактів контактора 7SP1.

Температура плавлення для міді [3] $T_{ПЛ} = 1083^\circ \text{ С}$.

На початку плавлення:

$$\rho_{T_{ПЛ}} = 2,15 \cdot 10^{-6} \left(1 + \frac{2,6 \cdot 1083}{1000} \right) = 8,19 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}\cdot\text{см};$$

$$r_{K_{НОМПЛ}} = \frac{8,19 \cdot 10^{-6}}{2} \sqrt{\frac{\pi \cdot 505 \cdot 10^2}{90 \cdot 2}} = 121,5 \cdot 10^{-6} \text{ Ом};$$

$$\Delta U_{ПЛ.М} = 0,43 \text{ В [2], } I_{ПЛ} = \frac{0,58 \cdot 0,43}{121,5 \cdot 10^{-6}} = 2053 \text{ А.}$$

Значення амплітуд струму КЗ в момент часу, коли ($\alpha_0 - \varphi_K$) $\approx \pi/2$ дорівнюють [4]:

$$I_{3m} = 7076,8 \text{ А (при } U_1 = 19 \text{ кВ);}$$

$$I_{3m} = 9313,4 \text{ А (при } U_1 = 25 \text{ кВ);}$$

$$I_{3m} = 10801,7 \text{ А (при } U_1 = 29 \text{ кВ).}$$

Видно, що при всіх значеннях U_1 відповідне I_{3m} більше струму $I_{ПЛ} = 2053 \text{ А}$, тобто існує значна ймовірність плавлення, а потім і зварювання контактів.

Якщо у момент КЗ буде ($\alpha_0 - \varphi_K$) ≈ 0 , то:

$$I_{3m} = 6388 \text{ А (при } U_1 = 29 \text{ кВ);}$$

$$I_{3m} = 5506,9 \text{ А (при } U_1 = 25 \text{ кВ);}$$

$$I_{3m} = 4185,2 \text{ А (при } U_1 = 19 \text{ кВ).}$$

При всіх значеннях U_1 струм I_{3m} більший, ніж струм $I_{ПЛ} = 2514 \text{ А}$. Тобто, при КЗ в колі опалення при будь-якому значенні U_1 контакти контактора 7SP1 будуть плавитися.

Враховуючи, що й на електровозі ЧС4, й на електровозі ЧС8 струми плавлення значні (дорівнюють декільком тисячам ампер) можна стверджувати, що за час $t = 0,08 \text{ с}$ (доки головний вимикач знеструмить коло електровозу) процес плавлення пройде свою активну фазу, розплавлений метал, бризкаючи в усі боки, може викликати пожежу в камері, де змонтовані контактори 1 SVAD8 та 7 SP1.

Відмітимо, що в переліку технічних характеристик контакторів 1 SVAD8 та 7SP1 значення струму термічної стійкості та допустимий час його проходження через контакти (без їх деформації) не вказується, що є певним недоліком з точки зору визначення, чи будуть струми КЗ викликати залишкову деформацію контактів.

ВИСНОВКИ

1. Найбільший струм I_D , який не викликає пластичної деформації матеріалів контактів контактора 1SVAD8 (електровоз ЧС8) дорівнює приблизно 2423А. Коефіцієнт експлуатаційного запасу комутуючих контактів цього контактора дорівнює $(2423/550)=4,4$ (де 550 А – номінальний струм контактора 1SVAD8).

Для контактора 7SP1 (електровоз ЧС4) $I_{дл}=1605A$. Коефіцієнт експлуатаційного запасу комуючих контактів цього контактора дорівнює $(1605/400) \approx 4$, (де 400 А – номінальний струм контактора 7SP1).

Для тягових електроапаратів рекомендується коефіцієнт експлуатаційного запасу не менше трьох. Таким чином, ця рекомендація виконана як для контактора 1SVAD8, так і для контактора 7SP1.

2. Струм плавлення $I_{пл} \approx 3151$ А для контактора 1SVAD8 та $I_{пл} \approx 2053$ А для контактора 7SP1. Для обох типів контакторів значення струмів плавлення менші, ніж максимальні значення відповідних струмів КЗ. Тобто, при КЗ у колі опалення можливе плавлення, а потім і зварювання контактів контакторів 1SVAD8 та 7SP1.

Плавлення (зварювання) контактів може привести до пошкодження інших елементів і навіть до пожегу в камері, де встановлений контактор опалення.

3. У теперішній час з урахуванням уніфікації пристроїв у колах опалення електровозів ЧС4 та ЧС8 доцільно замість існуючих типів контакторів застосувати пристрої, які орієнтовно мають струм термічної стійкості (0,5 с) – не менше 15 кА і витримують без пошкоджень кризний струм КЗ 25 кА і більше.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Описание приборов «А» ЧС8.
2. Захарченко Д.Д. Тяговые электрические аппараты. – М.: Транспорт, 1991. – 247 с.
3. Таев И.С. Электрические аппараты управления. – М.: Высшая школа, 1969. – 444 с.
4. Дослідження та розробка заходів щодо підвищення надійності захисту кіл опалення пасажирських електровозів змінного струму. Звіт з НДР. № держреєстрації 0110U006290.2010р. – 44 с.
5. Коптелкин В.А. и др. Пассажирские электровозы ЧС4 и ЧС4^Т. – М.: Транспорт, 1975. – 384 с.

Bibliography (transliterated): 1. Opisaniye priborov «A» ChS8. 2. Zaharchenko D.D. Tyagovye `elektricheskie apparaty. - M.: Transport, 1991. - 247 s. 3. Taev I.S. `Elektricheskie apparaty upravleniya. - M.: Vysshaya shkola, 1969. - 444 s. 4. Doslidzhennya ta rozrobka zahodiv schodo pidvischennya nadijnosti zahistu kil opalennya pasazhirs'kih elektrovoziv zminnogo strumu. Zvit z NDR. № derzhreestracii 0110U006290.2010r. - 44 s. 5. Koptelkin V.A. i dr. Passazhirs'kie `elektrovozy ChS4 i ChS4^T. - M.: Transport, 1975. - 384 s.

Надійшла 28.04.2011

Маренич Александра Олександрівна
Дніпропетровський національний університет
залізничного транспорту ім. академіка В. Лазаряна,
науково-дослідна частина,
49010, Дніпропетровськ, вул. Лазаряна, 2
тел. (056) 776 90 59
e-mail: marenich.alexandra@gmail.com

Marenich A.A.

Improvement of heating circuit reliability in CHS 4 and CHS8 electric locomotives.

Power contact fusing currents for 7SP1 and 1SVAD8 contactors used in heating circuits of electric locomotives have been determined. It has been shown that in operation there may be situations when short-circuit currents are significantly greater than fusing currents. In this condition, a short-circuit current goes through the contactors contacts before protection actuation over a period of time long enough for the contacts fusion resulted from insufficient thermal stability current. Recommendations for thermal stability current values in the heating circuits have been developed.

Key words – heating circuits, electric locomotives, short-circuit, power contacts.