

# **ЭЛЕКТРОТЕХНИКА**

## **9 2003**



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ  
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —  
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ  
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ  
Издается с января 1930 года

---

#### УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)  
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ» (г. САРАНСК)  
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ «ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)  
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)  
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)  
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)  
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)  
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО» (г. МОСКВА)  
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

#### СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М., СОРИН Л.Н.,  
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

---

#### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

БЕЛКИН Г.С., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., КОЗЯРУК А.Е., КОПЫЛОВ И.П.,  
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У., МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А., РОЗАНОВ Ю.К.,  
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного редактора), ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б., ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н.

Содержание журнала можно бесплатно получить  
в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организован-  
ную в Московском физико-техническом институте.  
Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Подписаться на журнал можно в почтовых отде-  
лениях связи по объединенному каталогу Депар-  
тамента почтовой связи. Подписной индекс —  
71111.

В редакции можно подписаться на журнал с лю-  
бого месяца и приобрести отдельные номера за  
прошлые и нынешний годы.

Журнал переводится на английский язык в пол-  
ном объеме и выходит в США в издательстве  
"ALLERTON PRESS, INC" (18 West 27th Street New  
York, N.Y. 10001).

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника»  
обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения  
авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция  
ответственности не несет.

Рукописи статей не возвращаются.

---

**Издатель: ЗАО "Знак" 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 648.**

---

**Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная, 12**

**E-mail [elektrotechnika@mtu-net.ru](mailto:elektrotechnika@mtu-net.ru)**

---

Редактор отдела О.В. Кунавина.  
Научный редактор Л.А. Романова.  
Редакторы Т.В. Штанько, О.В. Кротова

---

Сдано в набор 19.06.2003. Подписано в печать 24.07.2003. Формат 60×88 1/8  
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 95

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

---

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»  
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Тюков В.А.</b> Развитие научных направлений на электромеханическом факультете Новосибирского государственного технического университета ....	2
<b>Чередниченко В.С., Снегирёва Г.В., Хацевский К.В.</b> Индукционные установки для нагрева и электрофизической обработки жидкостей в электромагнитных полях .....	4
<b>Малинин Л.И., Нейман В.Ю.</b> Физические характеристики поляризованных сред, обусловленные релаксационными процессами .....	10
<b>Шевченко А.Ф., Медведко А.С., Бухгольц Ю.Г., Сингатулин Ш.Р., Скоробогатов Д.Н., Ерохин А.И.</b> Стартер-генераторное устройство для легковых автомобилей класса ВАЗ-2110 ....	15
<b>Панкратов В.В., Зима Е.А.</b> Математическое моделирование асинхронных электрических машин и машин двойного питания .....	19
<b>Нейман В.Ю.</b> Интегрированные линейные электромагнитные двигатели для импульсных технологий .....	25
<b>Аносов В.Н., Гуревич В.А., Кавешников В.М.</b> Синтез оптимального силового фильтра в системе тягового электропривода .....	30
<b>Ворфоломеев Г.Н., Щуров Н.И., Мятёж С.В., Евдокимов С.А.</b> Источник постоянного напряжения с шестнадцатикратной частотой пульсации ....	34
<b>Симаков Г.М., Гринкевич Д.Я.</b> Двухзонный транзисторный электропривод постоянного тока с реверсивным преобразователем в цепи возбуждения .....	39
<b>Бородин А.М., Шевченко А.Ф., Нестеренко В.М., Новгородцев С.С.</b> Разработка электромеханической системы испытательного стенда для электромеханического усилителя рулевого управления автомобиля .....	45
<b>Чередниченко М.В., Грамолин А.В., Шкрет С.П.</b> Согласование параметров источников питания и электрических режимов работы вакуумных плазмотронов с полыми катодами .....	48
<b>Сопов В.И., Щуров Н.И., Прокушев Ю.А., Штанг А.А.</b> Реактивная мощность при регулировании мощности тяговой подстанции .....	53
<b>Малахов А.П.</b> Высокочастотные электродинамические виброисейсмоисточники .....	58

## CONTENTS

<b>Tukov V.A.</b> Scientific schools development at electromechanical faculty of Novosibirsk State Technical University .....	2
<b>Cherednichenko V.S., Snegireva G.V., Hacevskiy K.V.</b> Induction plants for heating and electrophysical liquid processing in electromagnetic fields .....	4
<b>Malinin L.I., Neiman V.Y.</b> Physical characteristics of polarized mediums, resulting from relaxation processes .....	10
<b>Shevchenko A.F., Medvedko A.S., Buhgolz Y.G., Singatulin Sh.R., Skorobogatov D.N., Yerohin A.I.</b> Starter-generator device for VAZ-2110 type passenger cars .....	15
<b>Pankratov V.V., Zima Y.A.</b> Asynchronous and two-way feed electrical machines mathematical modelling .....	19
<b>Neiman V.Y.</b> Integrated linear electromagnetic motors for impulse technologies .....	25
<b>Anosov V.N., Gurevich V.A., Kaveshnikov V.M.</b> Optimal power filter synthesis for traction electric drive system .....	30
<b>Varfolomeev G.N., Shurov N.I., Miatej S.V., Yevdokimov S.A.</b> DC power supply with pulsation frequency multiple 16 .....	34
<b>Simakov G.M., Grinkevich D.Y.</b> DC Two-region transistor electric drive with reversing converter in excitation circuit .....	39
<b>Borodin A.M., Shevchenko A.F., Nesterenko V.M., Novgorodcev S.S.</b> Development of test desk electromechanical system for electromechanical car steering booster .....	45
<b>Cherednichenko M.V., Gramolin A.V., Shkret S.P.</b> Matching of power supply parameters and electrical working modes of vacuum plasmotrones with hollow cathodes .....	48
<b>Sopov V.I., Shurov N.I., Prokushev Y.A., Shtang A.A.</b> Reactive power at substation power control .....	53
<b>Malahov A.P.</b> High-frequency electrodynamic vibroseis sources .....	58



## ***Развитие научных направлений на электромеханическом факультете Новосибирского государственного технического университета***

Во исполнение Постановления Совета Министров СССР в 1953 г. был открыт Новосибирский электротехнический институт (НЭТИ) – ныне Новосибирский государственный технический университет. В сентябре 1953 г. начались занятия на 1-м курсе электромеханического факультета.

В начальный период становления научной работы решались задачи, связанные с созданием соответствующих организационных структур. Для этого периода времени характерен приток в НЭТИ большой группы молодых ученых, выпускников МЭИ, защитивших диссертации, и преподавателей из Томского политехнического института.

Организаторами научной деятельности в области электротехники и электромеханики стали кандидаты техн. наук, доценты Г.П. Лыщинский, ректор НЭТИ, и В.М. Казанский, проректор по научной работе НЭТИ. Бурный рост НЭТИ связан с выпускниками института, которые непрерывно пополняли преподавательский состав и научные подразделения.

Научная работа на электромеханическом факультете находилась в прямой зависимости от активности заведующих кафедр. К пятилетию образования ЭМФ под научным руководством заведующего кафедрой "Электрооборудование промышленных предприятий" Г.П. Лыщинского сформировалось направление "Автоматизированный электропривод". В это же время начались комплексные научно-исследовательские работы по направлению "Разработка малоинерционных двигателей постоянного тока с печатными обмотками" под руководством В.М. Казанского, заведующего кафедрой "Теоретические основы электротехники".

Развитие этих направлений позволило успешно готовить научные кадры: в 1962–1963 гг. было защищено три кандидатских диссертации.

В 1964 г. результаты исследований в области электрических двигателей с печатными обмотками обсуждались в Госкомитете по координации научно-исследовательской работы СССР и тема была включена в народнохозяйственный план СССР: НЭТИ была поручена разработка верхнего участка серии электродвигателей с печатными обмотками (от 2 до 10 кВт). Свои научные разработки кафедра ТОЭ координировала с про-

блемной лабораторией электромеханики МЭИ, филиалом ВНИИЭМ в г. Фрунзе, Таллинским электротехническим институтом, заводом п/я № 16 г. Томска, Рижским электромеханическим заводом.

В мае 1965 г. в НЭТИ состоялась Всесоюзная научно-техническая конференция по электрическим машинам с печатными обмотками. В ней приняли участие представители Москвы, Ленинграда, Таллина, Тбилисси, Красноярска, работники промышленности г. Новосибирска. Её материалы были опубликованы в "Сборнике докладов конференции по электрическим машинам с печатными обмотками". В это же время в издательстве "Энергия" вышла монография В.М. Казанского и Л.Д. Основича "Малоинерционные электродвигатели постоянного тока с печатной обмоткой на якоре".

К этому времени на кафедре "Электрические машины и аппараты" также сформировалось научное направление "Новые методы расчета и конструирования маломощных асинхронных и шаговых электродвигателей". Как и на кафедре ТОЭ, научная работа выполнялась по госбюджету и хоздоговорам. В ней участвовали не только преподаватели, но и студенты – дипломники и члены НСО.

По шаговым электродвигателям под руководством канд. техн. наук, доц. В.В. Жуловяна был выполнен значительный объем научных исследований. В 1965 г. были разработаны опытные образцы шаговых электродвигателей и стенд проведения статических и динамических испытаний, а также методики расчета шаговых двигателей и их динамических характеристик, исследована целесообразность применения печатных обмоток в них и проведены сравнительные испытания двух- и трехфазных шаговых электродвигателей.

Научные интересы кафедры ЭАПУ все более сосредотачивались вокруг проблем "Анализа и синтеза систем автоматического управления и регулирования". При исследовании динамики систем автоматического регулирования с источниками питания ограниченной мощности на кафедре была предложена новая методика расчета качества этих систем, а также критического коэффициента усиления. Сформировалось целое научное направление, по которому было опубликовано

ликовано несколько десятков научных статей, сделано большое количество выступлений на научно-технических конференциях.

НЭТИ был еще очень молод, профессорско-преподавательский состав общетехнических и выпускающих кафедр в значительной степени состоял из своих первых выпускников, у большинства из которых не было большого научного задела. По этой причине печатная продукция кафедр – это главным образом статьи, опубликованные в различных изданиях страны, и учебные пособия различного назначения. Кафедральные сборники научных статей и, тем более, монографические исследования появлялись пока в единичных случаях.

К началу 70-х годов начали формироваться новые научные коллективы, ставшие впоследствии научными школами в области электропривода и электрических машин, а к концу 70-х годов сформировался научный коллектив по направлению электротехнология.

Создалась школа "Электрические машины нетрадиционных конструкций" (более 50 человек).

Основатели школы: Василий Михайлович Казанский, доктор техн. наук, проф., заслуженный деятель науки РФ, заслуженный работник НГТУ, автор более 260 печатных работ, в том числе двух монографий, более 70 патентов и изобретений, 6 учебных пособий, подготовил 5 докторов и 28 кандидатов техн. наук; Веселовский Олег Николаевич, доктор техн. наук, проф., академик АЭН, почетный работник высшего профессионального образования РФ, заслуженный работник НГТУ, автор более 130 печатных работ, в том числе 8 монографий и учебных пособий, подготовил 3 докторов и 13 кандидатов техн. наук; Жуловян Владимир Владимирович, доктор техн. наук, проф., заслуженный работник НГТУ, автор более 170 печатных работ, в том числе 87 патентов и изобретений и 2 учебных пособий, подготовил 1 доктора и 12 кандидатов техн. наук; Инкин Алексей Иванович, доктор техн. наук, проф., заведующий кафедрой ТОЭ, автор около 120 научных работ, в том числе 15 изобретений, подготовил 4 кандидатов и 2 докторов техн. наук.

К основным научным результатам школы следует отнести: разработку теории новых конструкций и технологий изготовления электрических машин переменного и постоянного тока; разработку принципов синтеза каскадных Е-Н схем замещения электрических машин; разработку высокомоментных электродвигателей, применяемых в системах управления.

Основанное Г.П. Лыщинским направление "Автоматизированный электропривод" получило

дальнейшее развитие и в результате образовалась школа (более 40 человек), лидерами которой являются: Б.Ш. Бургин, доктор техн. наук, проф., чл.-кор. АЭН РФ, автор 190 печатных работ, в том числе 1 монографии, 3 книг лекций, 6 изобретений, подготовил 7 кандидатов техн. наук, и В.Г. Каган, доктор техн. наук, проф., заслуженный изобретатель, автор более 200 работ, в том числе 6 монографий, 84 изобретений, подготовил 1 доктора и 32 кандидата техн. наук.

К основным научным результатам этого направления относятся: разработка методов синтеза линейных двухмассовых электромеханических систем с ограниченным числом измеряемых координат; разработка методики оценки потенциальной реализуемости выходных показателей и принципы нормализации векторных моделей быстродействующих электроприводов.

Направлением "Ресурсосберегающие и высокие электротехнологии" (более 50 человек) руководит В.С. Чередниченко, заведующий кафедрой АЭТУ НГТУ, доктор техн. наук, проф., академик Международной энергетической академии, АЭН РФ, АЭН Чувашской республики РФ, автор более 150 печатных работ, в том числе 2 монографий, 4 учебных пособий, 57 авторских свидетельств на изобретения и патентов, подготовивший 8 докторов и 12 кандидатов техн. наук. Здесь разработаны общая теория дистилляционных электропечей и новое направление в теории взаимодействия низкотемпературной плазмы с поверхностью твердого тела; созданы научные основы электротехнологии упрочнения металлических поверхностей импульсным плазменным методом.

Переход к новым экономическим отношениям, осуществленный в 90-х годах, означал по существу начало нового этапа в научной жизни факультета.

В это сложное время научная жизнь на факультете не прекратилась, появились новые лидеры и новое научное направление в области электрического транспорта. В этот период сотрудники ЭМФ защитили семь докторских диссертаций – В.В. Панкратов, Г.Н. Ворфоломеев, А.И. Алиферов, А.Ф. Шевченко, З.С. Темлякова, А.И. Елшин, В.А. Тюков и более 10 кандидатских диссертаций.

В настоящем издании журнала "Электротехника", посвященном 50-летию юбилею электромеханического факультета НГТУ, представлены работы, развивающие направления научных школ.

**Тюков В.А., декан электромеханического факультета, доктор техн. наук**

# Индукционные установки для нагрева и электрофизической обработки жидкостей в электромагнитных полях

ЧЕРЕДНИЧЕНКО В.С., СНЕГИРЁВА Г.В., ХАЦЕВСКИЙ К.В.

*Рассмотрены новый тип индукционных установок для нагрева и электрофизической обработки полупроводниковых жидкостей в электромагнитных полях, методы их расчета и оптимизации за счет создания локальных областей с большими градиентами напряженностей электрических и магнитных полей.*

До настоящего времени различные индукционные нагреватели жидкостей создавались и, следовательно, оптимизировались по конструктивному исполнению и рабочим режимам для решения конкретной задачи – повышения теплосодержания для последующего использования нагретых жидкостей в технике. В промышленности работают установки такого типа отечественного и зарубежного исполнения [1, 2]. Исследование и разработка методов расчета индукционных систем нагрева жидкостей [3, 4] позволили создать электротехнологические установки принципиально нового типа, в которых с использованием электромагнитных полей за счет интенсификации электродиффузии и термодиффузии в десятки и сотни раз увеличиваются скорости протекания различных химических реакций. Этому направлению развития техники посвящены работы сотрудников кафедры электротехнологических установок НГТУ.

Рассматриваемая электротехнологическая система состоит из первичной обмотки (индуктора), внутри которой находится магнитопровод, а с наружной стороны индуктор окружен традиционными электромагнитными экранами [4], которые обеспечивают преобразование электрической энергии в тепловую. Между экранами организован проток обрабатываемой жидкости. На рис.1 приведена схема индукционной установки для нагрева и электрофизической обработки жидкостей. Средний цилиндр может выполняться из короткозамкнутых колец произвольной формы для создания электромагнитного поля с оптимальными параметрами для электрофизической обработки жидкостей. Электрически кольца могут быть изолированными, соединенными последовательно (винтовое выполнение расщепленного цилиндра) или с противоположным направлением токов в соседних кольцах. Относительно магнитного потока кольца расщепленного цилиндра оказываются расположенными последовательно, а относи-

тельно индуктора – параллельно. Различные варианты конструктивного исполнения цилиндров позволяют оптимизировать процессы взаимодействия движущейся жидкости с электромагнитным полем, в том числе за счет действия электродинамических сил с одновременным нагревом жидкости за счет кондуктивно-конвекционного теплообмена с нагреваемыми кольцами и цилиндрами.

Короткозамкнутые цилиндры, связанные общим магнитным потоком, формализуются как параллельно включенные сопротивления, образующие слоистую систему нагрева. При создании эффективных конструкций для нагрева и обработки жидкостей в электромагнитных полях необходимо принимать толщину цилиндров (колец) меньше глубины проникновения тока в материал цилиндра. В этом случае в процессе преобразования электрической энергии в тепловую и механическую будут участвовать все цилиндры (кольца), установленные вокруг индуктора. В индукционной системе, состоящей, на-

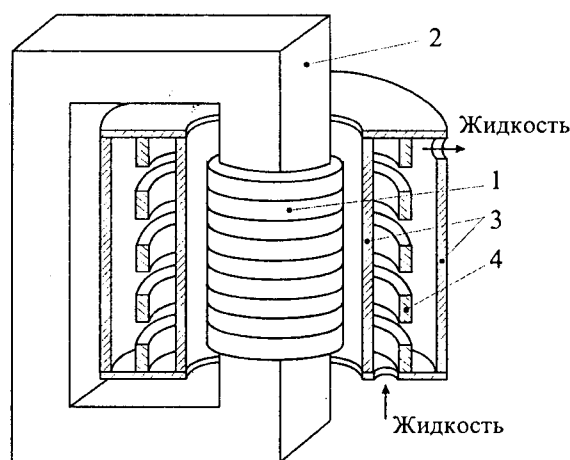


Рис.1. Конструктивная схема индукционной системы для электротермодиффузионной обработки жидкостей:

1 – индуктор; 2 – магнитопровод; 3, 4 – короткозамкнутые цилиндры и кольца

пример, из трех цилиндров одинаковой толщины, но изготовленных из разных немагнитных материалов (сталь–медь–сталь), максимальная мощность (до 80%) будет выделяться в медном цилиндре, так как  $\Delta_{\text{Cu}} < \Delta_{\text{Fe}}$ . Эти свойства рассматриваемой электромагнитной системы с расщеплением среднего цилиндра на отдельные короткозамкнутые кольца произвольной конфигурации позволяют создать в рабочем пространстве градиентное интенсивное магнитное поле для электрофизической и электродинамической обработки движущейся жидкости.

### Расчет индукционной системы нагрева и электрофизической обработки жидкостей

Конструкция рассматриваемого устройства имеет особенности, которые позволяют принять ряд допущений, дающих возможность аналитически решить задачу расчета поля в рабочем объеме с получением интегральных параметров. Примем, что толщина концентрических слоев  $a_i$  значительно меньше, чем высота  $h_i$  этих слоев, а расстояния между кольцами  $b_k$  также значительно меньше высоты колец  $a_k$ . При таких соотношениях можно считать, что в каждом слое (проводящем ( $\varepsilon = 0$ ) и полупроводниковом ( $\gamma \neq 0$ ,  $\varepsilon \neq 0$ )) существует одномерное синусоидальное электромагнитное поле, возбуждаемое магнитным потоком индуктора. Локальные отличия от одномерного характера поля будут влиять на краевые реактивные сопротивления цилиндров и на распределение плотности тока по сечению колец. Эти особенности будут учитываться в последующем путем введения дополнительных уточнений в расчет. Будем считать, что магнитопровод выполнен из идеального ферромагнетика ( $\mu_{\text{Fe}} = 0$ ) и, следовательно, при любом значении индукции магнитная напряженность в нем равна нулю ( $\dot{H}_{\text{Fe}} = 0$ ). Воспользуемся также общепринятым допущением о том, что ток в индукторе с числом витков  $w$  сосредоточен в цилиндрическом слое с радиусом  $r_0$  и высотой  $h_n$  так, что линейная плотность тока по высоте индуктора равна  $\dot{J} = \dot{I}_n w / h_n$  и на его внешней поверхности напряженность магнитного поля имеет значение  $\dot{H}_{01} = -\dot{J}_{01} = -\dot{I}_n w / h_n$ . Тогда на основании закона полного тока можно записать, что алгебраическая сумма токов первичного и вторичного контуров в индукционной системе тождественно равна нулю:  $\dot{I}_n w + \sum_{i=1}^n \dot{I}_i = 0$ . Решение электромагнитной задачи будем получать

при следующих условиях:

1. Физические параметры ( $\gamma$ ,  $\mu$ ,  $\varepsilon$ ) всех рассматриваемых слоев не зависят от координат, температуры, времени, напряженностей электрического и магнитного полей и их направлений.

2. Магнитное поле и значения наведенных в металле и полупроводниковых слоях (жидкости) токов не зависят от скорости движения жидкости.

Рассматриваемый слоистый объем, находящийся снаружи индуктора, разделим на расчетные подобласти, охватывающие каждый слой. На рис.2 изображено поперечное сечение ( $a_i$ ,  $h_i$ ) обобщенного расчетного элемента, по которому протекает ток  $\dot{I}_i$ . При отсутствии свободных зарядов ( $\text{div } \vec{D} = 0$ ) уравнение в частных производных для вектора напряженности электрического поля  $\vec{E}$  изотропной и линейной среды записывается как

$$\nabla^2 \vec{E} = \mu \gamma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}, \quad (1)$$

где  $\gamma$ ,  $\mu$ ,  $\varepsilon$  – удельная электрическая проводимость, магнитная и диэлектрическая проницаемости каждого слоя.

Для синусоидального изменяющегося во времени электромагнитного поля  $\vec{E} = \vec{E}_m e^{j(\omega t + \Psi_E)}$ , где  $\vec{E}_m$ ,  $\Psi_E$  – комплексная амплитуда и начальная фаза  $\vec{E}$ . С учетом этого, для однородного плоского поля для  $i$ -го слоя уравнение (1) принимает вид

$$\frac{d^2 \dot{E}_i}{dr^2} - p_i^2 \dot{E}_i = 0, \quad (2)$$

где для проводящего слоя

$$p_i = \sqrt{j \omega \mu_i \gamma_i} = (1 + j) K_i;$$

$K_i = \sqrt{\omega \mu_i \gamma_i / 2} = 1 / \Delta_i$ ; для полупроводниковой среды (жидкости)

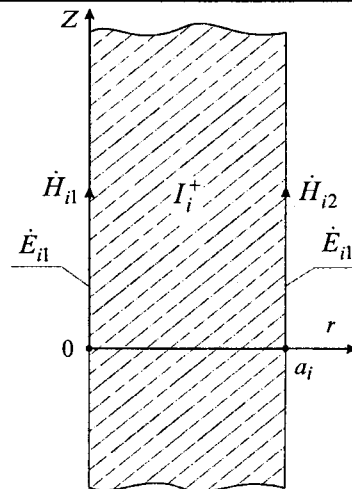


Рис.2. Схема обобщенного элемента подобласти (слоя)

$$p_i = jK_i = j\omega \sqrt{\mu \varepsilon \left(1 - j \frac{\gamma_i}{\omega \varepsilon_i}\right)} = j\omega \sqrt{\varepsilon_i^* \mu_i};$$

$$K_i = \beta_i - j\alpha_i; \quad \varepsilon_i^* = \varepsilon_i - j \frac{\gamma_i}{\omega};$$

$$\beta_i = \frac{\omega}{\sqrt{2} v_i} \sqrt{1 + \frac{\gamma_i^2}{\varepsilon_i^2 \omega^2}} + 1;$$

$$\alpha_i = \frac{\omega}{\sqrt{2} v_i} \sqrt{1 + \frac{\gamma_i^2}{\varepsilon_i^2 \omega^2}} - 1;$$

$\varepsilon_i^*$  – комплексная диэлектрическая проницаемость;  $v_i = 1/\sqrt{\mu_i \varepsilon_i}$  – скорость распространения волны.

Общее решение уравнения (2) представим в виде комбинации гиперболических функций:  $\dot{E}_i = \dot{C}_{i1} \operatorname{ch}(p_i r) + \dot{C}_{i2} \operatorname{ch}[p_i(a_i - r)]$ . Векторы напряженности магнитного поля  $\dot{H}_i$  и плотность тока  $\dot{J}_i$  связаны с  $\dot{E}_i$  уравнениями Максвелла

$$\frac{\partial \dot{E}_i}{\partial r} = -\mu \frac{\partial \dot{H}_i}{\partial t}; \quad \dot{J}_i = \gamma_i \dot{E}_i; \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \dot{H}_i &= -\frac{1}{j\omega \mu_i} \frac{\partial \dot{E}_i}{\partial r} = \\ &= -\frac{p_i}{j\omega \mu_i} \{\dot{C}_{i1} \operatorname{sh}(p_i r) - \dot{C}_{i2} \operatorname{sh}[p_i(a_i - r)]\}. \end{aligned} \quad (4)$$

Постоянные  $\dot{C}_{i1}$  и  $\dot{C}_{i2}$  определяются из граничных условий  $\dot{H}_i(0) = \dot{H}_{i1}$  и  $\dot{H}_i(a_i) = \dot{H}_{i2}$ . Тогда решения уравнений (3) и (4) могут быть записаны в виде

$$\begin{aligned} \dot{E}_i &= \frac{j\omega \mu_i}{p_i \operatorname{sh}(p_i a_i)} \times \\ &\times \{\dot{H}_{i1} \operatorname{ch}[p_i(a_i - r)] - \dot{H}_{i2} \operatorname{ch}(p_i r)\}, \end{aligned} \quad (5)$$

$$\dot{H}_i = \frac{1}{\operatorname{sh}(p_i a_i)} \{\dot{H}_{i1} \operatorname{sh}[p_i(a_i - r)] + \dot{H}_{i2} \operatorname{sh}(p_i r)\}. \quad (6)$$

Для каждого слоя на основании закона полного тока можно записать:  $\dot{H}_{i1}h - \dot{H}_{i2}h = \dot{I}_i$ , где  $h$  – высота каждого слоя. Учитывая, что ток протекает по сечению цилиндрического слоя со средним радиусом  $R_{i\text{cp}}$ , протяженность проводящего слоя определится как  $l_{i\text{cp}} = 2\pi R_{i\text{cp}}$ . Тогда

для каждого слоя:  $\dot{E}_{i1} l_{i\text{cp}} = \dot{E}_i(0) l_{i\text{cp}} = U_{i1}$ ;

$$\dot{E}_{i2} l_{i\text{cp}} = \dot{E}_i(a_i) l_{i\text{cp}} = U_{i2}; \quad h = \dot{I}_{i1}; \quad \dot{H}_{i2}h = \dot{I}_{i2};$$

для внутренней границы слоя ( $r = 0$ ) получим  $\dot{U}_{i1}$ , а для наружной ( $r = a_i$ ) –  $\dot{U}_{i2}$ :

$$\dot{U}_{i1} = \frac{j\omega \mu_i l_{i\text{cp}}}{p_i h \operatorname{sh}(p_i a_i)} [\dot{I}_{i1} \operatorname{ch}(p_i a_i) - \dot{I}_{i2}];$$

$$\dot{U}_{i2} = \frac{j\omega \mu_i l_{i\text{cp}}}{p_i h \operatorname{sh}(p_i a_i)} [\dot{I}_{i1} - \dot{I}_{i2} \operatorname{ch}(p_i a_i)]. \quad (7)$$

На основании известных преобразований [3] получим из уравнений (7)

$$\dot{U}_{i1} = \dot{U}_{i2} \operatorname{ch}(p_i a_i) + \dot{I}_{i2} \frac{p_i l_{i\text{cp}} \operatorname{sh}(p_i a_i)}{\gamma_i h};$$

$$\dot{I}_{i1} = \dot{U}_{i2} \frac{\gamma_i h \operatorname{sh}(p_i a_i)}{p_i l_{i\text{cp}}} + \dot{I}_{i2} \operatorname{ch}(p_i a_i). \quad (8)$$

Система уравнений (8) аналогична основным уравнениям симметричного пассивного четырехполюсника

$$\dot{U}_{i1} = A_i \dot{U}_{i2} + B_i \dot{I}_{i2}; \quad \dot{I}_{i1} = C_i \dot{U}_{i2} + D_i \dot{I}_{i2}, \quad (9)$$

которому соответствует трехэлементная схема замещения, изображенная на рис.3 и имеющая следующие параметры:

$$Z_{i1} = Z_{i2} = \frac{A-1}{C} = \frac{p_i l_{i\text{cp}}}{\gamma_i h} \operatorname{th}\left(\frac{p_i a_i}{2}\right);$$

$$Z_{i3} = \frac{p_i l_{i\text{cp}}}{\gamma_i h \operatorname{sh}(p_i a_i)}. \quad (10)$$

Для параллельно расположенных слоев в пространстве на основании условий непрерывности касательных составляющих векторов  $\dot{E}$  и  $\dot{H}$  на смежных границах слоев будут наблюдаться равенства:  $\dot{U}_{02} = \dot{U}_{11}$ ;  $\dot{U}_{12} = \dot{U}_{21}$ ; ...  $\dot{U}_{k1} = \dot{U}_{(k+1),2}$  и, следовательно, общая схема замещения индук-

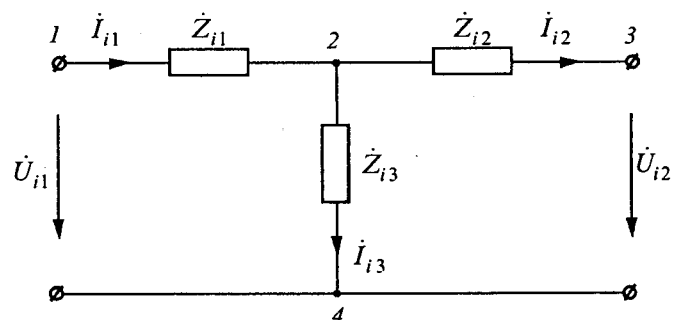


Рис.3. Схема замещения одного слоя индукционной системы



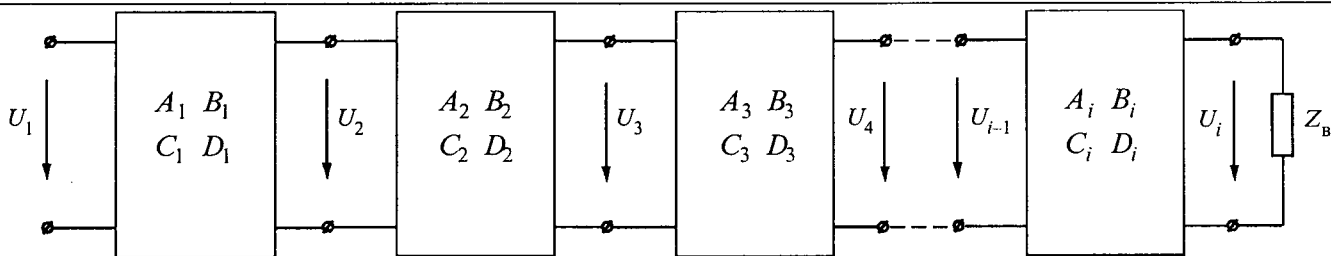


Рис.4. Каскадное включение четырёхполюсников

ционной системы будет включать каскадное соединение четырёхполюсников (рис.4).

В соответствии с рис.1 возможно провести анализ каждого слоя рассматриваемой системы. Первый слой (индуктор) имеет сторонний ток с плотностью  $\dot{J}_{\text{ст}}$  и четырёхполюсник следует считать активным. Параллельно среднему эквивалентному сопротивлению этого слоя необходимо включить источник тока  $\dot{J}_1$ . Эта составляющая по своему смыслу и размерности является линейной плотностью тока ( $\dot{J} = \dot{I}_n w / h_n$ ) и может рассматриваться как линейная нагрузка индуктора:  $\dot{J} = \dot{J}_{\text{ст}} \operatorname{sh} p_i a_i / p_i$ . Второй слой представляет собой неэлектропроводный воздушный зазор между индуктором и первым цилиндром. Для этого слоя  $\gamma = 0$ ,  $\varepsilon = \varepsilon_0$  и в соответствии с (10) сопротивления этого слоя:  $Z_{21} = Z_{22} = j \omega \mu_0 l a / 2h$ ,  $Z_{23} = \infty$ . Третий и шестой слои имеют геометрические параметры сплошных цилиндров и в общем случае могут выполняться из проводящего или диэлектрического материала; расчет сопротивлений проводится по уравнениям (10). Четвертый и шестой слои заполнены полупроводниковой жидкостью, для которой сопротивления определяются по выражениям (10), а напряженности электромагнитного поля с учетом значения  $p$  для полупроводниковой среды.

$$\dot{H}_i = \dot{H}_{i1} e^{-j K_i r}; \quad \dot{E}_i = \dot{E}_{i1} e^{-j K_i r} / Z_{i \text{ экв}}, \quad (11)$$

где

$$Z_{i \text{ экв}} = \sqrt{\mu / \varepsilon_i^*} = \xi e^{j \Psi}; \quad \Psi = \operatorname{arctg}(\alpha / \beta);$$

$$\xi = \mu v_i / \sqrt[4]{1 + (\gamma^2 / \varepsilon^2) \omega^2}.$$

Уравнения (11) в волновом виде

$$\dot{H}_i = \dot{H}_{i1}^m e^{-\alpha r} \sin(\omega t + \psi - \beta r),$$

$$\dot{E}_i = \frac{\dot{H}_{i1}^m}{\xi} e^{-\alpha r} \sin(\omega t + \psi - \beta r - \psi_E). \quad (12)$$

Как видно, в полупроводниковой жидкости волны затухают при движении по координате  $r$ . Пятый слой выполнен из проводящего материала в виде расщепленных колец с общей высотой  $h_k = \Sigma a_k$ , где  $a_k$  – высота одного кольца.

Введение в конструкцию установки расщепленных колец приводит к необходимости решать задачу взаимодействия токов соседних колец за счет эффекта близости при различных включениях колец (встречно или согласно). Математическая часть задачи описывается системой уравнений Максвелла

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \gamma \vec{E}; \operatorname{rot} \vec{E} = -\mu \partial \vec{H} / \partial t; \operatorname{div} \vec{H} = 0; \operatorname{div} \vec{E} = 0. \quad (13)$$

При решении системы (13) в конечной области проводящего кольца с размером  $a < \Delta_3$  возникают трудности, связанные с постановкой граничных условий, так как единственным физическим обоснованием граничных условий является затухание полей в полуограниченном бесконечном плоском теле. Кроме того, если исследуемая область кольца включена в электромагнитную связь с первичной обмоткой индукционной системы, то в граничных условиях также должны быть отражены процессы, протекающие во внешней цепи. В одномерном случае для плоских и цилиндрических проводников эти проблемы удалось решить, используя симметрию электромагнитного поля относительно геометрических параметров проводников. В рассматриваемой задаче протекания токов в близко расположенных проводниках необходимо предусмотреть учет условий внешней электротехнической цепи.

В [5] приведены результаты исследования задачи, учитывающей переходные процессы при включении проводников в цепь постоянного тока. Используем разработанный метод расчета для оценки процессов в короткозамкнутых кольцах индукционной системы. Рассмотрим задачу о распределении плотности тока в системе двух протяженных колец длиной  $\lambda = 2\pi(R + a/2)$  с квадратным сечением  $S = a \times a$  и объемом проводника  $V = \lambda a^2$ . В приложении к схеме распо-

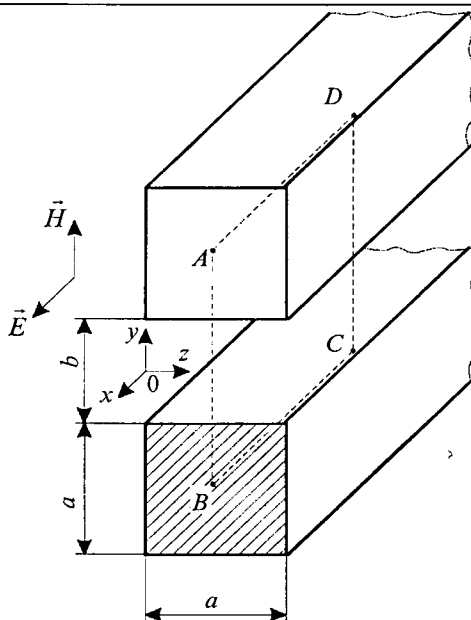


Рис.5. Схема системы токопроводящих колец

ложения проводников, приведенных на рис.5, отличными от нуля будут лишь продольные компоненты напряженности электрического поля и плотности тока. В общем случае электрическое поле внутри и снаружи проводника объемом  $V$  можно представить в виде:

$\vec{E} = \vec{E}_в + \vec{E}_и$ , где  $\vec{E}_в$  — электрическое поле, создаваемое внешним источником (индуктором), а также зарядовыми слоями, образующимися на поверхности проводников (определяется напряжением на кольце, являющимся вторичным витком индукционной системы:  $U_в = U_{инд}/w$ , где  $U_в$  — напряжение на кольце;  $U_{инд}$  — напряжение на индукторе;  $w$  — количество витков индуктора);  $\vec{E}_в = U_в/\lambda$ ;  $\vec{E}_и$  — вихревое поле, индуцированное переменным током в проводнике.

Плотность тока в проводнике для квазинейтральной среды ( $\text{div} \vec{E} = 0$ ) с учетом того, что напряженность электрического поля и плотность тока связаны законом Ома  $\vec{j} = \gamma \vec{E}_и$  определится из системы уравнений (13):

$$\partial \mu \vec{j} / \partial t = \Delta \vec{E}. \quad (14)$$

Поскольку внешнее поле индуктора квазипостоянно в пространстве, можно принять  $\vec{E}_в = 0$ . Тогда

$$\vec{E}_и = - \int_V G (\partial \mu \vec{j} / \partial t) dV, \quad (15)$$

где  $G$  — функция Грина уравнения Лапласа соответствующей размерности.

Уравнение (14) при постоянной проводимости будет иметь вид

$$\frac{\partial j}{\partial t} = \frac{1}{\mu \gamma} \left( \frac{\partial^2 j}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 j}{\partial z^2} \right). \quad (16)$$

В [5] было учтено, что решение дифференциальных уравнений Максвелла в одно- и двумерном случаях не единственно. Поэтому при определении функции Грина  $G$  необходимо использовать законы электродинамики в интегральной форме. Для этого выделим замкнутый контур  $ABCD$ , симметричный относительно плоскости  $zOx$  (см. рис.5). Для этого контура на основании закона Фарадея и Био-Савара с учетом симметрии задачи получим:

$$2 \int_B^C E_{и} dx = \frac{\mu}{\pi} \int_B^C dx \iint_S dy' dz' \int_{-y_A}^{y_B} \frac{\partial j}{\partial t} \frac{(y - y') dy}{(y - y')^2 + (z - z')^2},$$

где  $y_A$ ,  $y_B$  — координаты точек  $A$  и  $B$  в центре сечения проводников.

Откуда

$$\vec{E}_и = - \frac{\mu}{4\pi ss} \frac{\partial j}{\partial t} \ln \frac{(y - y')^2 + (z - z')^2}{(y + y')^2 + (z - z')^2} dy' dz'$$

и соответственно

$$G = \frac{1}{\pi} \ln \frac{(y - y')^2 + (z - z')^2}{(y + y')^2 + (z - z')^2}.$$

На рис.6 приведены рассчитанные численным методом распределения плотности токов по сечению проводников в относительных единицах ( $j/j_{\max}$ ) для токов в проводниках с противоположным (рис.6,а) и согласным (рис.6,б) протеканием. Важный вывод, который можно сделать из анализа характеристик для обоих случаев направлений токов, связан с максимумом плотности токов на поверхностях и нелинейностью распределения плотности тока по сечению проводников. Это сопровождается усилением (ослабле-

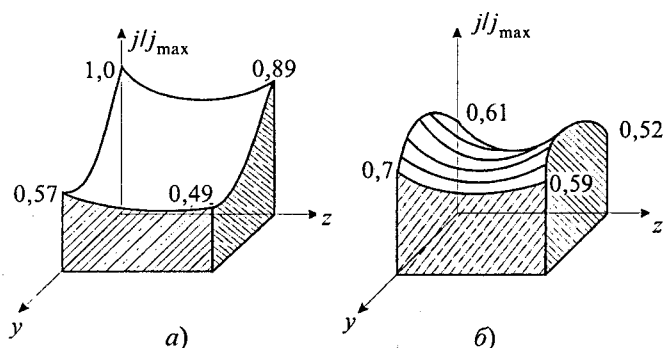


Рис.6. Распределение плотности токов в относительных единицах в проводниках с противоположными (а) и согласными (б) токами

нием) градиентов напряженностей поля в пространстве между проводниками и вблизи боковых поверхностей, что усиливает развитие электродиффузионных процессов в полупроводниковой жидкости. Этот факт необходимо учитывать при постановке электротепловой задачи нагрева жидкости, взаимодействующей с поверхностью проводников.

Достоверность получаемых результатов подтверждена испытаниями первой партии промышленных установок мощностью 40 кВт, изготовленных ОАО "Сибэлектротерм" (г. Новосибирск). За счет нагрева и электрофизической обработки воды происходило снижение жесткости воды в 9 раз без отложений продуктов накипеобразования на нагревающих поверхностях с выносом в отстойник мелкодисперсных карбонатных соединений.

#### Выводы

1. Рассмотренный метод расчета индукционных систем нагрева и электрофизической обработки жидкостей позволяет обеспечить согласование параметров индуктора и нагрузки в виде расщепленных цилиндров, обеспечивающих значительные градиенты электрического и магнитного полей для электрофизической обработки жидкостей.

2. Разработка различных конструктивных схем определяется исходным содержанием примесей, которые необходимо удалить из нагреваемой жидкости.

#### Список литературы

1. Горбатков С.А., Кувалдин А.Б., Минеев В.Е. и др. Химические аппараты с индукционным обогревом / М.: Химия, 1985.
2. Cherednichenko V.S., Ivlikov S.U., Inkin A.I. Calculation of induction heating systems with coaxial cylinders design // Proceedings of the International Seminar on Heating by Internal Sources. Padua: Servizi Grafici Editoriale, 2001. P. 481–486.

3. Инкин А.И., Чередниченко В.С., Хацевский К.В. и др. Расчет индукционных систем нагрева трансформаторного типа // Электротехника. 2000. № 11. С. 34–37.

4. Чередниченко В.С. Индукционные нагреватели с электромагнитными экранами // Электричество. 1970. № 2. С. 40–44.

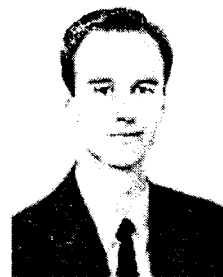
5. Загорский А.В. К расчету электромагнитных полей в проводниках // Изв. СО АН СССР. Сер. техн. наук. 1990. Вып.1. С.103–106.



**Чередниченко Владимир Семёнович** – доктор технических наук, профессор, действительный член Академии электротехнических наук РФ и Международной академии энергетики, заведующий кафедрой автоматизированных электротехнологических установок Новосибирского государственного технического университета (НГТУ). В 1963 г. окончил МЭИ по специальности "Электротермические установки". Диссертацию на соискание учёной степени доктора технических наук по теме "Дистилляционные электропечи. Теория и практика" защитил в 1986 г. в Ленинградском электротехническом институте.

Снегирева Галина Валентиновна – аспирантка кафедры "Автоматизированные электротехнологические установки" Новосибирского государственного технического университета. Окончила факультет электронной техники НГТУ в 1992 г.

**Хацевский Константин Владимирович** – кандидат технических наук, доцент Павлодарского государственного университета. В 2000 г. защитил в НГТУ кандидатскую диссертацию по теме: "Исследование электронагрева коаксиальных цилиндров в индукционных установках трансформаторного типа".



# Физические характеристики поляризованных сред, обусловленные релаксационными процессами

МАЛИНИН Л.И., НЕЙМАН В.Ю.

Показано, что поляризованная вещественная среда с релаксационными процессами характеризуется вещественными восприимчивостями и проницаемостями в отношении компонент электромагнитного поля, которые представляют собой функции соответствующих статических параметров, частоты и времени. На основании исследований уравнения поляризации как во временной области, так и в частотной, доказано, что применяемые в настоящее время комплексные параметры являются формальными образованиями, полученными в результате представления произведения двух функций времени произведением их изображений в частотной области.

В настоящей работе рассматривается вопрос определения диэлектрической и магнитной проницаемости, как физических характеристик поляризованных вещественных сред при наличии процессов релаксации. Вопросы введения расчетных параметров сред на основе формальной аналогии между полями в различных средах не рассматриваются.

**Основные соотношения векторов поля в поляризованных средах и физические характеристики среды.** Основные соотношения векторов поля в поляризованных средах и физические характеристики среды общеизвестны [1, 2]. Однако приведем их с некоторыми комментариями, необходимыми для дальнейшего корректного использования.

Вектор электрической поляризации ( $\vec{P}$ ) связан с вектором напряжённости электрического поля ( $\vec{E}$ ) соотношением:

$$\vec{P} = \chi_3 \epsilon_0 \vec{E}, \quad (1)$$

где  $\chi_3$  – электрическая восприимчивость.

Соотношение (1) распространяется на все случаи и все виды процессов (переходные, квазиустановившиеся). В [2] особо оговаривается, что соотношение (1) справедливо и "в тех случаях, когда восприимчивость  $\chi$  не является постоянной величиной". Поэтому, соотношение (1) целесообразно уточнить:

$$\vec{P}(t) = \chi_3(t) \epsilon_0 \vec{E}(t). \quad (2)$$

Вектор электрического смещения  $\vec{D}(t)$  в среде определен зависимостью

$$\begin{aligned} \vec{D}(t) &= \epsilon_0 \vec{E}(t) + \vec{P}(t) = \epsilon_0 [1 + \chi_3(t)] \vec{E}(t) = \\ &= \epsilon_0 \epsilon(t) \vec{E}(t) = \epsilon_a(t) \vec{E}(t), \end{aligned} \quad (3)$$

где

*It is shown that polarized real medium is characterized by real electric and magnetic susceptibilities and permeabilities. These characteristics are the functions of static parameters, frequency and time. The error in determination of the caused by relaxation processes complex parameters of medium in the electromagnetic field theory is shown. The mentioned above complex parameters are erroneous ones, because they were obtained by formal presentation of reduction of two time functions as the product of their representation in the frequency domain.*

$\epsilon(t) = 1 + \chi_3(t) = \frac{\vec{D}(t)}{\epsilon_0 \vec{E}(t)}$  – относительная диэлектрическая проницаемость среды.

Таким образом, взаимодействие электрического поля и среды характеризуется двумя физическими характеристиками: восприимчивостью и относительной диэлектрической проницаемостью. Восприимчивость представляет собой отношение реакции среды (вектора поляризации) к электрическому смещению внешнего поля при одинаковой напряжённости внешнего поля и поля в среде:

$$\chi(t) = \frac{\vec{P}(t)}{\epsilon_0 \vec{E}(t)}. \quad (4)$$

Относительная диэлектрическая проницаемость – это отношение электрического смещения в среде к электрическому смещению внешнего поля при одинаковой напряжённости внешнего поля и поля в среде:

$$\epsilon(t) = \frac{\vec{D}(t)}{\epsilon_0 \vec{E}(t)}. \quad (5)$$

Характеризуя с двух сторон процесс взаимодействия поля и среды, указанные характеристики связаны простым соотношением:

$$\epsilon(t) = 1 + \chi_3(t). \quad (6)$$

Соотношения (4) и (5) определяют характеристики среды при исследовании физических процессов в реальной временной области. Пренебрегая релаксационными процессами в среде, т.е. рассматривая процесс поляризации как безинерционный, приближенно считаем  $\chi_3(t) = \chi_3^0$  и  $\epsilon(t) = \epsilon^0$ , где  $\chi_3^0$  и  $\epsilon^0$  – параметры среды в постоянном электрическом поле.

При учете релаксационных процессов в квазиустановившихся состояниях переменных по-

лей и в переходных процессах указанные характеристики являются функциями времени. Например, рассмотрим случай включения постоянного поля напряжённостью  $E_0$  при постоянной восприимчивости в установившемся процессе постоянного поля.

Уравнение релаксационного процесса в этом случае имеет вид:

$$P(t) + \tau_3 \frac{dP(t)}{dt} = \epsilon_0 \chi_3^0 E_0, \quad (7)$$

где  $\tau_3$  – постоянная времени релаксации.

Решение уравнения (7)

$$P(t) = \epsilon_0 \chi_3^0 (1 - e^{-t/\tau_3}) E_0 = \epsilon_0 \chi_3(\infty) (1 - e^{-t/\tau_3}) E_0,$$

где  $\chi_3(\infty) = \chi_3^0 = \frac{P_0}{\epsilon_0 E_0}$ , определяется по статической характеристике  $P_0(E_0)$ .

При сопоставлении с (2) приходим к понятию переходной восприимчивости, являющейся функцией времени,

$$\chi_3(t) = \chi_3(\infty) (1 - e^{-t/\tau_3}).$$

Аналогичный вид и смысл имеют вектор магнитной поляризации

$$\vec{M}(t) = \mu_0 \chi_m(t) \vec{H}(t)$$

и вектор магнитной индукции

$$\begin{aligned} \vec{B}(t) &= \mu_0 \vec{H}(t) + \vec{M}(t) = \mu_0 [1 + \chi_m(t)] \vec{H}(t) = \\ &= \mu_0 \mu(t) \vec{H}(t) = \mu_a(t) \vec{H}(t), \end{aligned}$$

что определяет магнитные характеристики среды в виде:

$$\chi_m(t) = \frac{\vec{M}(t)}{\mu_0 \vec{H}(t)}; \quad \mu(t) = \frac{\vec{B}(t)}{\mu_0 \vec{H}(t)} = 1 + \chi_m(t).$$

Ввиду указанной аналогии далее анализируются только электрические характеристики.

Анализ процессов в области изображений связан с определением изображений основных векторов поля и характеристик среды. При применении преобразования Лапласа основные соотношения (2) и (3) записываются на основании теоремы комплексного свёртывания:

$$\begin{aligned} P(s) &= \frac{\epsilon_0}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} \chi_3(q) E(s-q) dq = \\ &= \frac{\epsilon_0}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} \chi_3(s-q) E(q) dq; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} D(s) &= \frac{\epsilon_0}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} \epsilon(q) E(s-q) dq = \\ &= \frac{\epsilon_0}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} \epsilon(s-q) E(q) dq, \end{aligned}$$

и к ним добавляется уравнение релаксации (7) в операторной форме:

$$P(s) = \epsilon_0 \frac{\chi_3(\infty)}{1 + s\tau_3} E(s), \quad (9)$$

а также соотношение (6):

$$\epsilon(s) = \frac{1 + s\chi_3(s)}{s}.$$

При гармоническом источнике поля

$$E(t) = E_m \sin \omega t \quad \Rightarrow \quad \frac{E_m \omega}{S^2 + \omega^2} \quad \text{из (8) и (9) следует:}$$

$$\frac{1}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} \chi_3(s-q) \frac{E_m \omega}{q^2 + \omega^2} dq = \frac{\chi_3(\infty) E_m \omega}{(1 + s\tau_3)(s^2 + \omega^2)}$$

или

$$\sum_{k=1}^2 \text{Res} \left[ \chi_3(s-q) \frac{E_m \omega}{q^2 + \omega^2}; q_m \right] = \frac{\chi_3(\infty) E_m \omega}{(1 + s\tau_3)(s^2 + \omega^2)},$$

где  $q_m$  – полюсы функции  $E(q)$ , что приводит к операторному выражению:

$$\frac{\chi_3(s-j\omega) - \chi_3(s+j\omega)}{2j} = \frac{\omega/\tau_3 \chi_3(\infty)}{(s + 1/\tau_3)(s^2 + \omega^2)}, \quad (10)$$

не позволяющему определить изображение  $\chi_3(s)$ , т.е. ввести операторную характеристику среды при гармоническом воздействии. Разумеется, что (10) позволяет обратиться к временной области и получить выражение для определения  $\chi_3(t)$ :

$$\chi_3(t) = \frac{\chi_3(\infty)}{1 + (\omega\tau_3)^2} \left( 1 - \omega\tau_3 \text{ctg} \omega t + \frac{\omega\tau_3}{\sin \omega t} e^{-t/\tau_3} \right), \quad (11)$$

которая представляет собой восприимчивость среды во временной области.

**Ошибочность подхода к определению частотно-зависимых параметров поляризованных сред.** Традиционный подход к определению частотно-зависимых параметров поляризованных сред ввиду указанных выше трудностей обычно заключается в следующем [1, 2].

Для установившегося гармонического режима уравнения релаксации записывают в комплексной форме

$$\dot{P} + j\omega\tau_3 \dot{P} = \epsilon_0 \chi_3(\infty) \dot{E}.$$

Получают его решение для комплекса вектора поляризации

$$\dot{P} = \epsilon_0 \frac{\chi_3(\infty)}{1 + j\omega\tau_3} \dot{E}, \quad (12)$$

что соответствует (9), а затем, игнорируя свёртку в частотной области, сравнивают (12) с ошибочным выражением:

$$\dot{P} = \varepsilon_0 \tilde{\chi}_3 \dot{E},$$

которое не может иметь место в случае произведения функций времени.

В результате определяют комплексные коэффициенты:

$$\tilde{\chi}_3 = \frac{\chi_3}{1 + j\omega\tau_3}; \quad \tilde{\varepsilon} = 1 + \tilde{\chi}_3 = \frac{1 + \chi_3 + j\omega\tau_3}{1 + j\omega\tau_3}, \quad (13)$$

приписывая им физический смысл комплексной восприимчивости и относительной диэлектрической проницаемости, что не имеет никаких оснований (см. (11)). Однако выражение (13) до настоящего времени широко используется в учебной и научной литературе по теории электромагнитного поля и физической электронике.

Расчёты основных векторов поля ( $E, P, D$ ) при этом не содержат ошибок, а указанные коэффициенты носят характер расчётных параметров. Однако при расчётах процессов движения электромагнитных устройств, в частности, определении коэффициентов затухания и фазовых скоростей электромагнитных волн требуются физические характеристики среды ( $\varepsilon_a, \mu_a$ ). Разумеется, что использование расчётных коэффициентов (13) здесь недопустимо.

Ошибка традиционного подхода наиболее ярко проявляется при расчёте процесса релаксации во временной области:

$$P(t) + \tau_3 \frac{dP(t)}{dt} = P(\infty). \quad (14)$$

Решение (14) имеет вид:

$$P(t) = C e^{-t/\tau_3} + e^{-t/\tau_3} \int \frac{P(\infty)}{\tau} e^{t/\tau_3} dt, \quad (15)$$

где  $C = \text{const}$ .

При синусоидальном источнике поля

$$E(t) = E_m \sin \omega t,$$

обуславливающим вектор поляризации

$$P(\infty) = P_m \sin \omega t = \varepsilon_0 \chi_3(\infty) E_m \sin \omega t,$$

где  $\chi(\infty) = \frac{P_m}{\varepsilon_0 E_m}$  определяется по статической характеристике, и нулевых начальных условиях [ $P(0) = 0$ ]. Решение (15) имеет вид:

$$P(t) = \frac{P_m \omega \tau_3}{1 + (\omega \tau_3)^2} e^{-t/\tau_3} + \frac{P_m}{\sqrt{1 + (\omega \tau_3)^2}} \times \sin(\omega t - \arctg \omega \tau_3).$$

Сопоставляя с (2), получаем значение восприимчивости в виде:

$$\chi_3(t) = \frac{P(t)}{\varepsilon_0 E(t)} = \frac{\chi_3(\infty)}{1 + (\omega \tau_3)^2} \left( 1 - \omega \tau_3 \text{ctg} \omega t + \frac{\omega \tau_3}{\sin \omega t} e^{-t/\tau_3} \right), \quad (16)$$

полностью идентичное выражению (11).

**Определение физических характеристик поляризованных сред.** В квазиустановившемся режиме ( $t \rightarrow \infty$ ) из (11) следует:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \chi_3(t) = \frac{\chi_3(\infty)}{1 + (\omega \tau_3)^2} (1 - \omega \tau_3 \text{ctg} \omega t).$$

Нормируя время к периоду синусоидального воздействия ( $t^* = t/T$ ), получаем:

$$\chi_3^I(t) = \frac{\chi_3(\infty)}{1 + (2\pi\tau_3^*)^2} (1 - 2\pi\tau_3^* \text{ctg} 2\pi t^*)$$

или

$$\frac{\chi_3^I(t^*)}{\chi_3(\infty)} = \frac{1 - 2\pi\tau_3^* \text{ctg} 2\pi t^*}{1 + (2\pi\tau_3^*)^2}.$$

Графики нормированной установившейся восприимчивости за период приведены на рис.1.

Графики нормированной переходной восприимчивости при гармоническом воздействии по уравнению (11)

$$\frac{\chi_3(t^*)}{\chi_3(\infty)} = \frac{1 - 2\pi\tau_3^* \text{ctg} 2\pi t^* + e^{-t^*/\tau_3^*} 2\pi\tau_3^* / \sin 2\pi t^*}{1 + (2\pi\tau_3^*)^2}$$

приведены на рис.2 (при  $t^* \leq 3\tau_3^*$ ).

Средние значения установившейся восприимчивости и относительной диэлектрической проницаемости за период определяются в виде:

$$\chi_{3\text{ср}} = \frac{\chi_3(\infty)}{1 + (\omega \tau_3)^2}; \quad \varepsilon_{\text{ср}} = \frac{\varepsilon(\infty) + (\omega \tau_3)^2}{1 + (\omega \tau_3)^2}, \quad (17)$$

где  $\varepsilon(\infty) = 1 + \chi_3(\infty)$ .

Аналогичные формулы имеют место для определения магнитной восприимчивости и относительной магнитной проницаемости. Результаты исследований представлены в таблице.

Постоянная времени электрической релаксации от 1 до десятка секунд. Такой же порядок имеет и постоянная времени магнитной релаксации. По экспериментальным исследованиям магнитной вязкости [3] для углеродистой стали в диапазоне температур  $28 \div 56^\circ\text{C}$   $\tau_m = 1,5 \div 0,2$  с, а для марганцово-цинковых ферритов  $\tau_m \approx 25$  с.

Для расчёта проницаемостей в переходных процессах возможно применение метода интеграла Дюамеля. Например, располагая переход-

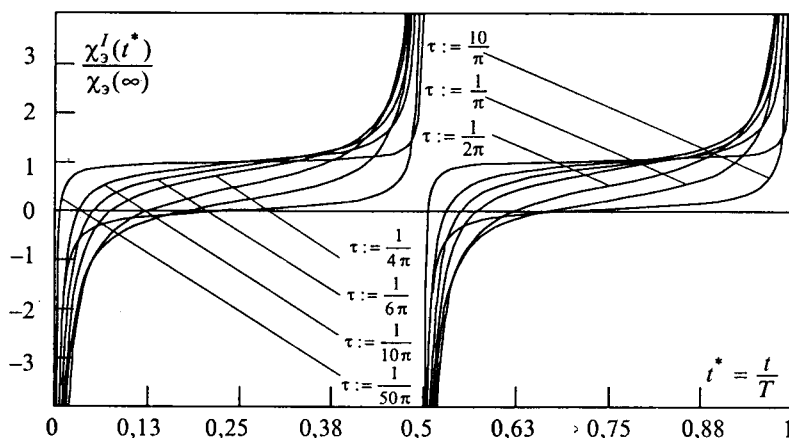


Рис.1. Восприимчивость в гармоническом установившемся процессе

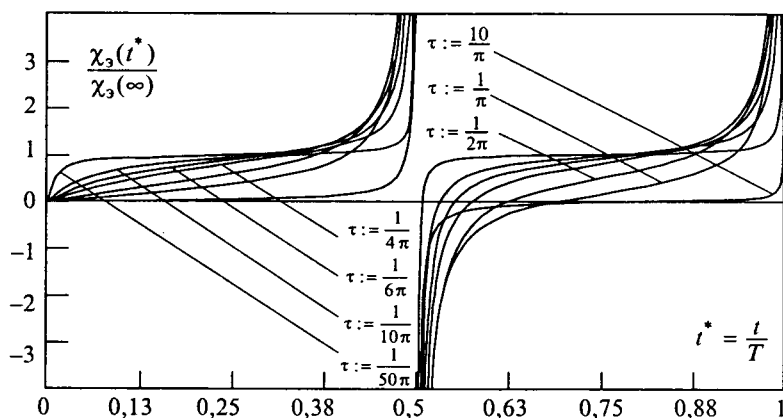


Рис.2. Восприимчивость в переходном процессе при гармоническом воздействии

ной функцией восприимчивости как реакцией на единичный скачок напряжённости поля:

$$\chi_{\text{пер}}(t) = \frac{P_0}{\epsilon_0} (1 - e^{-t/\tau_3}),$$

где  $P_0$  определено по статической характеристике  $P_0(E_0)$  при  $E_0 = 1$  и законом изменения  $E(t)$

плитудой  $E_m$  и уравнением релаксации в комплексной форме

$$\dot{P}_m (1 + j \omega \tau_3) = \dot{P}_m(\infty) = \epsilon_0 \chi_3(\infty) \dot{E}_m \quad (18)$$

по статической характеристике  $P(E)$  можно определить  $P_m$  по  $E_m$  и значение  $\chi(\infty) = P_m / \epsilon_0 E_m$ .

в переходном процессе с нулевой начальной поляризацией, определяем

$$P(t) = \epsilon_0 E(0) \chi_{\text{пер}}(t) + \int_0^t \epsilon_0 \frac{dE(v)}{dv} \chi_{\text{пер}}(t-v) dv.$$

Затем определяем характеристику восприимчивости в переходном процессе

$$\chi_3(t) = \frac{P(t)}{\epsilon_0 E(t)}$$

и функцию относительной диэлектрической проницаемости

$$\epsilon(t) = 1 + \chi_3(t).$$

Вернёмся к расчёту гармонического режима в комплексной форме. Поскольку функция восприимчивости в установившемся гармоническом режиме (16) не является абсолютно интегрируемой, то она не имеет Фурье-изображения, т.е. восприимчивость и проницаемость, как физические функции, не представимы в частотной области. Поэтому физически корректным является единственный путь расчёта векторов поля в релаксационном процессе. Располагая комплексной ам-

Вид воздействия	Поле	Переходная функция восприимчивости	Установившаяся восприимчивость при $t \rightarrow \infty$	Среднее значение установившейся восприимчивости
Скачок $I(t)$	Электрическое	$\frac{\chi_3(t)}{\chi_3(\infty)} = 1 - e^{-t/\tau_3}$	$\chi_3(\infty) = \frac{P_0}{\epsilon_0 E_0}$	—
	Магнитное	$\frac{\chi_M(t)}{\chi_M(\infty)} = 1 - e^{-t/\tau_M}$	$\chi_M(\infty) = \frac{M_0}{\mu_0 H_0}$	—
Гармоническое внешнее поле	Электрическое	$\frac{\chi_3(t)}{\chi_3(\infty)} = \frac{\sin \omega t - \omega \tau_3 \cos \omega t + \omega \tau_3 e^{-t/\tau_3}}{[1 + (\omega \tau_3)^2] \sin \omega t}$	$\frac{\chi_3^I}{\chi_3(\infty)} = \frac{1 - \omega \tau_3 \text{ctg } \omega t}{1 + (\omega \tau_3)^2}$	$\frac{\chi_{\text{ср}}}{\chi_3(\infty)} = \frac{1}{1 + (\omega \tau_3)^2}$
	Магнитное	$\frac{\chi_M(t)}{\chi_M(\infty)} = \frac{\sin \omega t - \omega \tau_M \cos \omega t + \omega \tau_M e^{-t/\tau_M}}{[1 + (\omega \tau_M)^2] \sin \omega t}$	$\frac{\chi_M^I}{\chi_M(\infty)} = \frac{1 - \omega \tau_M \text{ctg } \omega t}{1 + (\omega \tau_M)^2}$	$\frac{\chi_{\text{ср}}}{\chi_M(\infty)} = \frac{1}{1 + (\omega \tau_M)^2}$

Затем записать решение уравнения (18), определив

$$\dot{P}_m = \frac{\varepsilon_0 \chi_3(\infty) \dot{E}_m}{(1 + j\omega\tau_3)}.$$

Вычислить комплексную амплитуду

$$\dot{D}_m = \varepsilon_0 \dot{E}_m + \dot{P}_m = \varepsilon_0 \dot{E}_m + \frac{\varepsilon_0 \chi_3(\infty)}{(1 + j\omega\tau_3)} \dot{E}_m,$$

не вводя фиктивных понятий восприимчивости и диэлектрической проницаемости, определяемых выражениями (13).

Аналогичен подход к определению при установившихся гармонических режимах комплексов  $\dot{M}$  и  $\dot{B}$ .

**Анализ результатов исследований для практического применения.** Представляет интерес сравнение значений проницаемостей, полученных в работе, с модулями формальных комплексных проницаемостей, применяемых в настоящее время. Сравним значения модуля формальной комплексной диэлектрической проницаемости по выражению (13)

$$\begin{aligned} |\tilde{\varepsilon}| &= \frac{\sqrt{(1 + \chi_3)^2 + (\omega\tau_3)^2}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_3)^2}} = \\ &= \frac{\sqrt{\varepsilon^2(\infty) + (\omega\tau_3)^2}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_3)^2}} \end{aligned} \quad (19)$$

со значением средней диэлектрической проницаемости по результатам исследований данной работы (17) на частоте первого резонанса  $\omega\tau_3 = 1$  [2].

В соответствии с (17) и (19) относительная погрешность при определении проницаемостей (%)

$$\begin{aligned} \Delta &= \frac{\varepsilon_{\text{ср}} - |\tilde{\varepsilon}|}{\varepsilon_{\text{ср}}} \cdot 100 = \\ &= \left( 1 - \sqrt{2} \frac{\sqrt{\varepsilon^2(\infty) + 1}}{\varepsilon(\infty) + 1} \right) \cdot 100. \end{aligned}$$

Для материалов с  $\varepsilon = 1$  ошибка отсутствует. Однако уже для материалов со сравнительно низким значением  $\varepsilon(\infty)$ , например  $\varepsilon(\infty) = 2,82$ , ошибка составляет 13%. Для современных композиционных материалов, например, феррит-граната с  $\varepsilon(\infty) = 144$  [3], ошибка составляет 44%.

## Выводы

1. Поляризуемая вещественная среда, взаимодействуя с переменным электромагнитным полем, в результате релаксационных процессов в ней, приобретает физические параметры, являющиеся функцией времени.

2. Восприимчивости и проницаемости среды в отношении компонент электромагнитного поля являются вещественными функциями частоты переменного поля и времени и (не являясь абсолютно интегрируемыми функциями) не имеют своих аналогов в частотной области.

3. Ранее введенные в практику электротехники комплексные параметры среды, обусловленные релаксационными процессами, не имеют физической основы, а являются формальными ошибочными образованиями в результате представления произведения двух функций времени произведением их изображений в частотной области.

## Список литературы

1. Поливанов К.М. Теория электромагнитного поля. М.: Энергия, 1975.
2. Шимони К. Физическая электроника, пер. с нем. М.: Энергия, 1977.
3. Мишин Д.Д. Магнитные материалы. М.: Высшая школа, 1981.

**Малинин Леонид Иванович** – профессор кафедры теоретических основ электротехники Новосибирского государственного технического университета (НГТУ). Окончил электромеханический факультет НЭТИ (НГТУ) в 1967 г. Доктор техн. наук.

**Нейман Владимир Юрьевич** – доцент кафедры теоретических основ электротехники Новосибирского государственного технического университета (НГТУ), канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет НЭТИ (НГТУ) в 1986 г.



# Стартер-генераторное устройство для легковых автомобилей класса ВАЗ-2110

ШЕВЧЕНКО А.Ф., МЕДВЕДКО А.С., БУХГОЛЬЦ Ю.Г., СИНГАТУЛИН Ш.Р.,  
СКОРОБОГАТОВ Д.Н., ЕРОХИН А.И.

*Приведены результаты разработки стартер-генераторного устройства (СГУ) для семейства легковых автомобилей ВАЗ-2110. СГУ состоит из тридцатиполюсной синхронной машины с постоянными магнитами с дробными зубцовыми обмотками, силового преобразователя, контроллера и энергетического конденсатора. Получены вращающие моменты в режиме "стартера" до 200 Н·м и мощность до 20 кВт в режиме "генератора".*

В последние годы значительное развитие в мире получили гибридные автомобили. Это название присвоено автомобилям, содержащим как традиционный двигатель внутреннего сгорания (ДВС), так и электродвигатель (стартер) с вращающим моментом на валу, сравнимым или даже превосходящим вращающий момент ДВС на малых оборотах. Электродвигатель, питаемый от аккумулятора или промежуточного накопителя энергии, развивает вращающий момент, достаточный не только для раскрутки ДВС, но даже и для разгона автомобиля до сравнительно большой скорости.

Появление таких автомобилей связано с рядом причин. Главное предназначение гибридного автомобиля – это решение экологических проблем. Немаловажным фактором является и то, что они позволяют экономить до 20% горючего. Однако есть еще, по крайней мере, одно техническое обстоятельство, которое подталкивает автомобилестроителей к применению гибридных автомобилей – это постоянно, от модели к модели, растущая энерговооруженность автомобиля. Установленная мощность электрического оборудования в современных западных автомобилях составляет около 4 кВт и стремится к 10 кВт.

На последней Всемирной Северо-американской автомобильной выставке в Нью-Йорке в 2003 г. семейство гибридных автомобилей представляли такие фирмы как "Toyota" (Prius 11), "Ford" (Escape) и др. Тяговый электродвигатель этих машин развивает мощность до 68 л.с. и создает крутящий момент до 400 Н·м в диапазоне частот вращения от 0 до 1200 об/мин. К сожалению, в нашей стране работы по гибридным автомобилям находятся в начальной стадии. Это связано, пожалуй, в первую очередь с отсутствием надежных и дешёвых накопителей энергии (аккумуляторов). В данной работе приводятся результаты разработки преобразователя электрической установки гибридного автомобиля – стартер-генераторной установки (СГУ). Разработанная СГУ способна выполнять практически все

функции электрической установки гибридного автомобиля, но она имеет гораздо менее мощный накопитель энергии (энергетический конденсатор) и развивает меньший крутящий момент.

## Электромеханическая часть СГУ

Основным элементом СГУ является электрическая машина. Поскольку разработки гибридных автомобилей в мировой автомобильной промышленности вышли из стадии первоначальных проб и ошибок, некоторые принципиальные решения по размещению электрической машины можно считать установившимися, отработанными. Так, электромеханическая часть стартер-генераторного устройства устанавливается между ДВС и муфтой сцепления, при этом ось ротора является продолжением оси коленчатого вала ДВС. Ротор выполняет также роль маховика.

В разработанном нами СГУ используется многополюсная синхронная машина с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками [1, 2]. Другие типы машин нецелесообразно применять по ряду причин: асинхронная машина имеет как минимум в два раза большие габариты и массу, а индукторные машины неэффективны из-за необходимости выполнения воздушного зазора большой величины, кроме этого в них невозможно получение больших форсировок момента. Обмотка статора выбрана с числом пазов на полюс и фазу  $q = 2/5$ . Такая обмотка создаёт две сильные гармоники магнитодвижущей силы – пятую и седьмую, вращающиеся в противоположных направлениях [3]. При выбранном числе зубцов статора  $Z = 36$  ротор можно выполнить с числом полюсов  $2p = 30$  или  $2p = 42$ . С целью снижения потерь в стали выбран первый вариант. Ротор (он же маховик) расположен снаружи относительно статора, т.е. магниты находятся на внутренней стороне обечайки ротора, что сильно облегчает проблему их удержания при больших частотах вращения (до 6500 об/мин). Постоянные магниты выполнены на основе материала Nd-Fe-Br

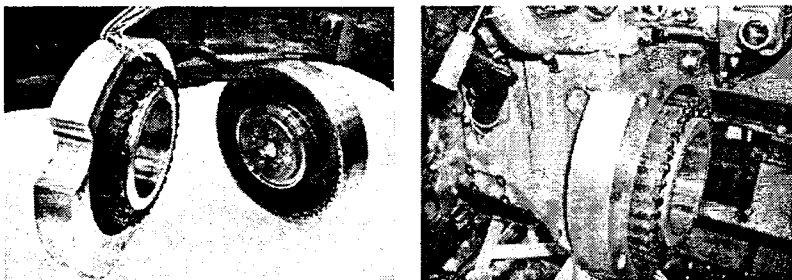


Рис.1. Конструкция СГУ (статор слева, ротор справа) и размещение на двигателе внутреннего сгорания (стенд, АвтоВАЗ)

(неодим – железо – бор). Конструкция электрической машины СГУ приведена на рис.1. Здесь же показано её размещение на двигателе внутреннего сгорания. Следует заметить, что вал ротора электрической машины является продолжением коленчатого вала ДВС, что избавляет конструкцию от зубчатых и/или клиноременных передач. При диаметре расточки статора 244 мм и длине пакета статора 40 мм СГУ в режиме стартера развивает усилие на валу с моментом до 200 Н·м. Его выходная мощность в режиме генератора на частоте вращения 1200 об/мин составляет около 4 кВт, а на частоте вращения 4000 об/мин кратковременно до 20 кВт.

#### Силовая и управляющая электроника

В качестве управляющего микропроцессора применяется сигнальный процессор, который оптимизирует процесс старта или разгона. Далее этот же процессор дает команду на начало работы ДВС, что происходит при достаточно больших оборотах коленчатого вала ДВС, при которых сжигание горючего идет уже достаточно эффективно. Одновременно процессор переводит электродвигатель (стартер) в режим генератора, производящего энергию для бортового оборудования и для подзарядки аккумулятора, следит за зарядкой накопительного конденсатора и за процессами зарядки-разрядки аккумулятора, стабилизирует выходное напряжение генератора и т.д.

Блок-схема СГУ приведена на рис.2. Система включает электромеханическую часть (электродвигатель, он же генератор), силовой преобразователь и управляющую электронику – контроллер. К контроллеру СГУ подводятся сигналы датчиков положения ротора двигателя, датчика положения педалей акселератора, тормоза и сцепления и, конечно, управление от ключа зажигания. Для наблюдения за работой СГУ контроллер может быть подключен к внешнему персональному компьютеру по

обычному последовательному COM порту. Питание управляющей электроники СГУ осуществляется от аккумулятора бортовой сети автомобиля.

Силовой преобразователь СГУ (рис.3) предназначен для выполнения следующих функций:

- подачи питающих напряжений на обмотки статора от накопительного конденсатора в режиме "Стартер";
- приемки выходного напряжения (мощности) с обмоток статора в режиме "Генератор";
- зарядки накопительного конденсатора от аккумулятора;
- зарядки аккумулятора от накопительного конденсатора;

Силовой преобразователь содержит два преобразователя напряжения. Один из них связан непосредственно с обмотками статора и представляет собой трехфазный мост-преобразователь на IGBT транзисторных полумостовых модулях.

Преобразователь снабжен буферным суперконденсатором с параметрами:  $C = 2 \text{ Ф}$ ,  $U = 300 \text{ В}$

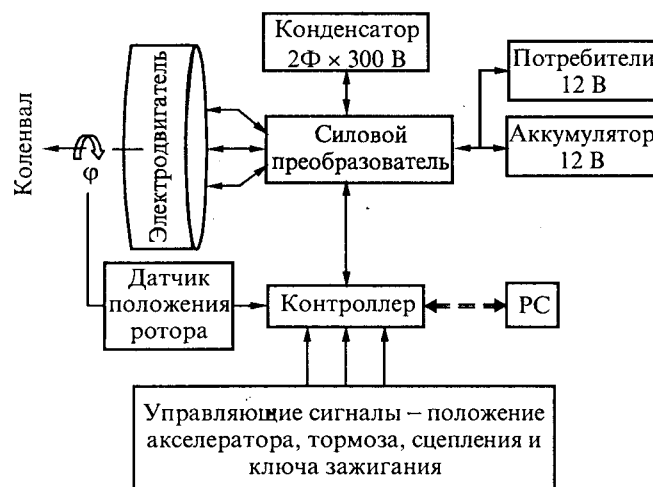


Рис.2. Блок-схема СГУ

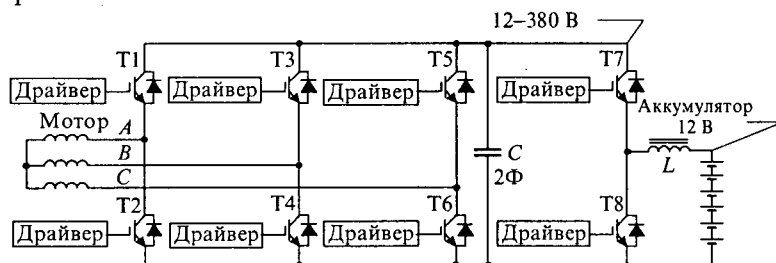


Рис.3. Силовой преобразователь СГУ

(накопленная энергия до 90 кДж). Конденсатор типа ИКЭ 90/300 (изготовитель МНПО "ЭКОНД", г. Москва) имеет размеры: диаметр 250 мм, высота 570 мм, масса 38 кг. Преобразователь способен развивать мощность до 30 кВт в режиме стартера. Подобной конфигурации силовые преобразователи с применением IGBT транзисторов и суперконденсаторов, но на существенно большие мощности, разрабатывались нами ранее для решения ряда физических задач [4].

Второе звено силовой цепи – двунаправленный преобразователь напряжения. Он обеспечивает зарядку суперконденсатора от аккумулятора или наоборот зарядку аккумулятора от генератора через суперконденсатор. Преобразователь обеспечивает передачу мощности до 2 кВт в обоих направлениях.

Транзисторы преобразователей управляются интеллектуальными драйверами, содержащими защиту от понижения напряжения собственного питания и цепи блокировки работы при перегрузке транзистора по току. В драйверы также встроены оптопары для гальванической изоляции цепей управления и силовых цепей друг от друга. Управление драйверами силовых транзисторов производится на частоте 20 кГц *непосредственно* от выходов сигнального процессора.

Управляющая электроника (контроллер) выполнена на базе сигнального процессора типа TMS320F2407A фирмы "Texas Instruments". Процессор имеет встроенную энергонезависимую память программ, защищенную от несанкционированного доступа потребителей, 16 каналов аналого-цифрового преобразования, 2 × 6 каналов цифро-аналоговых ШИМ-преобразователей, развитую периферию. Процессор ориентирован на управление двигателями и импульсными источниками питания. Электроника в соответствии с алгоритмами управляющих программ процессора обеспечивает измерение необходимых параметров СГУ, управление работой всех преобразователей, управление режимами работы СГУ (зарядка конденсатора => работа в режиме стартера с запрограммированной процедурой управления ключами => переход системы в режим генератора => зарядка аккумулятора при работающем ДВС и т.д.). Сигнальный процессор через специальный отладочный 14-контактный JTAG разъём имеет выход на специализированный эмулятор в РС, с помощью которого осуществляется загрузка программ и контроль функционирования контроллера. РС используется только на этапе отладки. Кроме того, как упоминалось выше, используется

СОМ-порт РС для управления режимами работы СГУ от отдельной программы, ориентированной на оператора стендовых испытаний.

В качестве примера рассмотрим один из режимов функционирования СГУ. В режиме стартера до запуска двигателя контроллер включает двунаправленный преобразователь в режим зарядки суперконденсатора до напряжения, достаточного для запуска ДВС. В нашем случае значение этого напряжения может быть задано от 50 В до 300 В. Далее для запуска двигателя контроллер генерирует трёхфазное синусоидальное напряжение в соответствии с алгоритмом реализации базовых векторов ШИМ-модуляции и с помощью трёхфазного инвертора запускает двигатель с максимальным моментом, базируясь на сигналах с датчика положения ротора. При наборе оборотов, достаточных для запуска ДВС, стартерный режим отключается. После запуска ДВС двунаправленный преобразователь переводится контроллером на обратное преобразование – зарядку аккумулятора и обеспечение питания потребителей электроэнергии автомобиля. В одном из наших макетных вариантов электроника СГУ включала в себя также преобразователь – стабилизатор напряжения 42 В, но затем от него временно, из-за ненадобности, отказались.

### Результаты испытаний

В феврале 2002 г. макетный образец стартер-генератора в комплекте со стендовым силовым преобразователем и управляющим программным обеспечением был испытан на стендах в НГТУ, а затем в Институте Ядерной Физики СО РАН при участии представителей АвтоВАЗ. В ходе испытаний были получены следующие результаты:

В стартерном режиме стартер-генератор за 0,2 с разгоняется до 750 об/мин с нагрузкой, момент инерции которой приблизительно эквивалентен моменту ДВС.

Максимальный момент сил, полученный на стенде при нулевых оборотах и при токе в обмотках статора 140 А, равнялся 170 Н·м. Благодаря наличию предварительно заряженного суперконденсатора, такой момент обеспечивался в течение 1 с практически без потребления тока от аккумулятора (в этот интервал времени). Момент 140–150 Н·м обеспечивался в течение 2 с, а момент 90–100 Н·м удерживался в течение достаточно длительного времени (более 10 с). Эти результаты получены при напряжении на суперконденсаторе всего около 150 В (22,5 кДж), тогда как он может быть заряжен до 300 В (90 кДж).

Оценки показывают, что стартер-генератор с полученными характеристиками позволит разогнать автомобиль до 40–50 км/ч (по ровной дороге) только на запасенной электрической энергии.

В начале 2003 г. модифицированный комплект СГУ (мотор-генератор и электроника) был испытан на стенде АвтоВАЗ в комплекте с ДВС 2112 (в отделе функциональных испытаний УСИ ДТР ОАО "АВТОВАЗ"). Получены положительные результаты в следующих основных режимах:

- режим стартера при отключенных двигателе и нагрузке;
- режим стартера и пуска двигателя без маховой массы;
- режим стартера, пуска двигателя и разгона автомобиля (стенд с эквивалентной маховой массой 1,2 т).

Испытания показали, что имеется определённая избыточность в механических и электрических характеристиках СГУ.

Часть экспериментальных результатов приведена на осциллограммах, полученных по информации, измеренной сигнальным процессором в режиме реального времени и снятых с экрана переносного компьютера.

На рис.4 показан разгон стартера совместно с коленвалом ДВС при начальном напряжении на накопительной ёмкости около 140 В. Из осциллограмм видно, что двигатель достигает 600 об/мин (уровень холостых оборотов двигателя) за 0,4–0,5 с. На рис.5 показано, что запасённой энергии в накопительном конденсаторе при стартовом напряжении около 80 В достаточно для запуска: ДВС завёлся приблизительно через 0,4 с после старта (на графике точка 6,4 с).

На рис.6 представлена динамика длительной прокрутки коленвала двигателя при старте с максимальной запасённой энергией в суперконденсаторе, но с заданным ограничением частоты вращения. Видно, что СГУ способно поддерживать высокие частоты вращения коленвала ДВС на временном интервале около 10 с. Также на стенде проводилась проверка стартовых характеристик для режима гибридного автомобиля. С этой целью к ДВС подключалась нагрузка, эквивалентная массе автомобиля. Испытания показали, что "автомобиль" набирает скорость 10 км/ч за короткий интервал времени. В ближайшее время предполагается установка СГУ на реальный автомобиль для проверки основных ходовых характеристик СГУ.

В генераторном режиме получена мощность 5 кВт на частоте вращения 1000 об/мин при КПД 85%. А на частоте вращения 4000 об/мин полу-

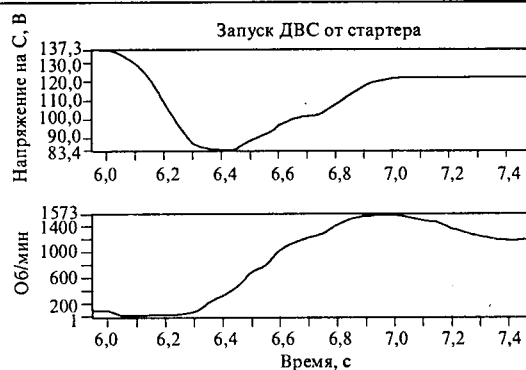


Рис.4. Запуск ДВС при начальном напряжении на суперконденсаторе 140 В

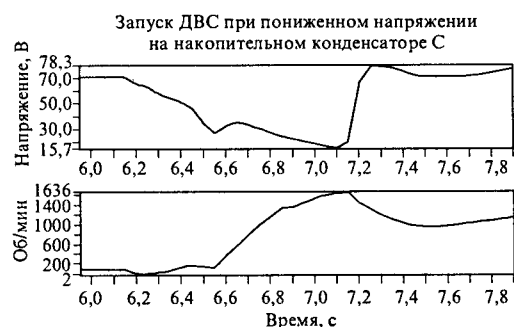


Рис.5. Запуск ДВС при начальном напряжении на суперконденсаторе 70 В

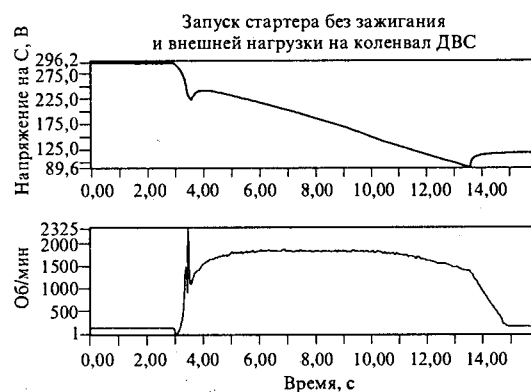


Рис.6. Динамика длительной прокрутки коленвала без запуска ДВС с ограничением максимальных оборотов [начальная запасная энергия в буферном конденсаторе 90 кДж (300 В)]

чена максимальная мощность 23,6 кВт при КПД 89,5%.

## Выводы

1. Начальный этап работ по созданию макетного образца СГУ, состоящего из электромеханического модуля и модулей силовой и управляющей электроники, уже пройден.

2. Можно утверждать, что разработанное устройство способно перевести автомобиль в

класс гибридных автомобилей с реализацией режима разгона на электрическом приводе с последующим включением ДВС, а также режима торможения с частичным возвращением энергии движения в электрическую энергию конденсаторной батареи и аккумулятора (рекуперация энергии).

#### Список литературы

1. Шевченко А.Ф. Новые многополюсные синхронные двигатели исполнительных электромеханизмов // Автоматизированный электропривод. М.: Энергоатомиздат, 1990.
2. Пат. № 2045808 РФ. Синхронный электродвигатель / А.Ф. Шевченко // Открытия. Изобретения. 1995. № 28.
3. Шевченко А.Ф. Высокомоментные многополюсные синхронные двигатели с однозубцовыми обмотками // V Symposium mikromaszyny i serwonapedy (tom 1). Polska: Zamek Ksiaz, 1992.
4. Medvedko A.S., Abdrashitov G.F., Bulatov A.V. a.o. High voltage modulator family for diagnostic neutral beam injectors // Report on the Twenty-Fifth International Power Modulator Symposium. Hollywood, California, USA, 2002.



**Шевченко Александр Фёдорович** – доктор техн. наук, проф., заведующий кафедрой электромеханики Новосибирского государственного технического университета (НГТУ). В 1971 г. окончил Новосибирский электротехнический институт по специальности "Электрические машины и аппараты". Диссертацию на соискание учёной степени доктора техни-

ческих наук по теме "Электромеханические преобразователи энергии с модулированным магнитным потоком" защитил в 1999 г. в НГТУ.

**Медведко Анатолий Степанович** – канд. техн. наук, заведующий лабораторией Института ядерной физики СО РАН. Окончил радиотехнический факультет НЭТИ (ныне НГТУ) в 1963 г. Диссертацию по теме "Разработка и исследование автоматизированных систем измерения и коррекции равновесной орбиты пучка в накопителях заряженных частиц" защитил в 1978 г.

**Бухгольц Юрий Густавович** – канд. техн. наук, доцент кафедры электромеханики Новосибирского государственного технического университета (НГТУ). Окончил электромеханический факультет Томского политехнического института в 1957 г.

**Сингатулин Шавкат Рахимович** – научный сотрудник Института ядерной физики СО РАН. Окончил физический факультет НГУ в 1982 г.

**Скоробогатов Дмитрий Николаевич** – младший научный сотрудник Института ядерной физики СО РАН. Окончил физический факультет НГУ в 1998 г.

**Ерохин Александр Иванович** – научный сотрудник Института ядерной физики СО РАН. Окончил физический факультет НГУ в 1996 г.

## Математическое моделирование асинхронных электрических машин и машин двойного питания

ПАНКРАТОВ В.В., ЗИМА Е.А.

*Рассмотрены актуальные вопросы математического моделирования асинхронных электрических машин и машин двойного питания произвольной фазности как динамических объектов. Приведены модели электромагнитных и электромеханических процессов, учитывающие нелинейность эквивалентной характеристики намагничивания, рациональные варианты представления структурных схем рассматриваемых объектов и рекомендации по их применению.*

Составление математической модели технического объекта является одним из основных этапов проектирования любой системы автоматического управления, в том числе системы управления электроприводом. Математическому моделированию асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, получивших в настоящее время наибольшее распространение и потребляющих около половины всей вырабатываемой электроэнергии [1], а также машин двойного питания посвящено много научных статей

и монографий. Однако до сих пор нет общепринятого мнения о структуре модели насыщенной асинхронной машины, которая должна использоваться при оптимизации ее режимов работы по энергетическим критериям. Наиболее полное освещение данная проблема нашла в [2], однако и в ней внимание уделяется, в основном, трёхфазным электрическим машинам.

В данной статье исследуются математические модели асинхронных двигателей (АД) и машин двойного питания (МДП) с произвольным чис-

лом фаз, которые целесообразно использовать при решении задач синтеза и цифрового моделирования систем управления электроприводами.

### Уравнения электрического равновесия обмоток машины и их преобразования

При составлении уравнений электрического равновесия обмоток  $m$ -фазной симметричной асинхронной электрической машины ( $m \geq 2$ ) в соответствии со вторым законом Кирхгофа и законом Фарадея, а также в последующих координатных преобразованиях, используем традиционные допущения [2]:

$$u_{sk} = R_s i_{sk} + \frac{d\psi_{sk}}{dt}; \quad u_{rk} = R_r i_{rk} + \frac{d\psi_{rk}}{dt}; \quad k = \overline{1, m},$$

где  $u_{sk}$ ,  $i_{sk}$ ,  $\psi_{sk}$ ,  $u_{rk}$ ,  $i_{rk}$ ,  $\psi_{rk}$  – мгновенные значения напряжений, токов и потокосцеплений  $k$ -х фазных обмоток статора и ротора машины (для двигателя с короткозамкнутым ротором  $u_{rk} = 0$ );  $R_s$ ,  $R_r$  – их активные сопротивления.

Для сокращения записи представим уравнения в векторно-матричной форме

$$[u_{sk}] = R_s [i_{sk}] + \frac{d[\psi_{sk}]}{dt}; \quad (1)$$

$$[u_{rk}] = R_r [i_{rk}] + \frac{d[\psi_{rk}]}{dt}, \quad (2)$$

где  $[x_{sk}] = \text{colon}(x_{sk})_{k=1}^m$ ,  $[x_{rk}] = \text{colon}(x_{rk})_{k=1}^m$  –  $m$ -мерные алгебраические векторы-столбцы мгновенных значений фазных переменных.

Известно, что при любом  $m$  путём невырожденного линейного преобразования векторных переменных  $[x_{sk}]$ ,  $[x_{rk}]$  модель (1), (2) можно привести к такой форме, в которой электромагнитный момент двигателя будет определяться только двумя компонентами векторов электромагнитных величин с индексами  $k = 1, 2$  [3]. Однако вывести формулу момента непосредственно из уравнения баланса мощностей преобразованной математической модели машины можно только в том случае, когда данное преобразование выполняется при условии постоянства скалярных произведений любых двух векторных переменных, соответствующем условию инвариантности потребляемой мощности [4, 5]. При этом для исключения периодичности магнитных связей необходимо привести модель к единой, вращающейся с некоторой угловой скоростью

$\omega_k = \frac{d\gamma_k}{dt}$ , системе координат, учитывая, что оси одноимённых обмоток фаз статора и ротора смещены в пространстве на электрический угол  $\gamma_e = p_n \gamma$ , где  $\gamma$  – геометрический угол пово-

рота вала машины относительно его положения, в котором оси одноимённых обмоток статора и ротора совпадают;  $p_n$  – число пар полюсов. Для двигателей с короткозамкнутым ротором начало отсчёта  $\gamma$  может быть выбрано произвольно.

Всем перечисленным условиям удовлетворяют преобразования

$$\mathbf{X}_s = \mathbf{A}(\gamma_k) \mathbf{P} [x_{sk}]; \quad \mathbf{X}_r = \mathbf{A}(\gamma_k - \gamma_e) \mathbf{P} [x_{rk}], \quad (3)$$

где  $\mathbf{X}_s = \text{colon}(\tilde{x}_{sk})_{k=1}^m$ ,  $\mathbf{X}_r = \text{colon}(\tilde{x}_{rk})_{k=1}^m$  – новые векторы электромагнитных переменных; а  $\mathbf{A}(\cdot)$  и  $\mathbf{P}$  – квадратные матрицы размера  $m \times m$ , обладающие свойствами  $\mathbf{A}^{-1}(\Theta) = \mathbf{A}^T(\Theta)$ ,  $\mathbf{A}(\Theta_1 + \Theta_2) = \mathbf{A}(\Theta_1)\mathbf{A}(\Theta_2)$ ,  $\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{P}^T$ , причём

$$\mathbf{A}(\Theta) = \begin{bmatrix} \cos \Theta & \sin \Theta & 0 & \dots & 0 \\ -\sin \Theta & \cos \Theta & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}.$$

Вид матрицы  $\mathbf{P} = \{p_{ij}\}_{i,j=1}^m$  довольно сложен и неоднозначен, но элементы первых двух ее строк для  $m \geq 3$  всегда определяются формулами [6]

$$p_{1j} = \sqrt{\frac{2}{m}} \cos\left((j-1)\frac{2\pi}{m}\right); \quad p_{2j} = \sqrt{\frac{2}{m}} \sin\left((j-1)\frac{2\pi}{m}\right); \quad j = \overline{1, m}$$

В самом распространённом случае при преобразовании моделей трёхфазных машин ( $m = 3$ ) матрица  $\mathbf{P}$  задается в единственном виде [4, 5]

$$\mathbf{P} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix},$$

для  $m = 4$  можно использовать [6]

$$\mathbf{P} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

а для  $m = 2$   $\mathbf{P} = \mathbf{E}$  – единичная матрица.

Модель машины в новом пространстве переменных получается в результате почленного домножения (1) и (2) слева на матрицы  $\mathbf{A}(\gamma_k)\mathbf{P}$  и  $\mathbf{A}(\gamma_k - \gamma_e)\mathbf{P}$  соответственно:

$$\mathbf{U}_s = R_s \mathbf{I}_s + \frac{d\psi_s}{dt} + \omega_k \mathbf{D}\psi_s; \quad (4)$$

$$\mathbf{U}_r = R_r \mathbf{I}_r + \frac{d\psi_r}{dt} + (\omega_k - \omega_e) \mathbf{D}\psi_r, \quad (5)$$

где  $\omega_e = d\gamma_e/dt$  – электрическая частота вращения ротора;

$$\mathbf{D} = \mathbf{A}(\Theta) \frac{d\mathbf{A}^T(\Theta)}{d\Theta} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}.$$

Для трёхфазной машины матрица  $\mathbf{P}$  является матрицей перехода от плоской трёхфазной системы координат ( $A, B, C$ ), связанной с осями обмотки статора или ротора машины, к закреплённой относительно тех же осей декартовой системе ( $\alpha, \beta$ ) и составляющей нулевой последовательности:

$$\begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \\ x_{so} \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} x_{sA} \\ x_{sB} \\ x_{sC} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} x_{r\alpha} \\ x_{r\beta} \\ x_{ro} \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} x_{rA} \\ x_{rB} \\ x_{rC} \end{bmatrix}.$$

Матрица  $\mathbf{A}(\gamma)$  позволяет спроектировать векторы электромагнитных переменных машины на оси ортогональной системы (1, 2), повернутой относительно ( $\alpha, \beta$ ) на произвольный угол  $\gamma$ , оставляя без изменений составляющую нулевой последовательности:

$$\begin{bmatrix} x_{s1} \\ x_{s2} \\ x_{so} \end{bmatrix} = \mathbf{A}(\gamma_k) \begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \\ x_{so} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{r2} \\ x_{ro} \end{bmatrix} = \mathbf{A}(\gamma_k - \gamma_e) \begin{bmatrix} x_{r\alpha} \\ x_{r\beta} \\ x_{ro} \end{bmatrix}.$$

Умножение какого-либо вектора на матрицу  $\mathbf{D}$  обнуляет составляющую нулевой последовательности и поворачивает вектор на плоскости (1, 2) в положительном направлении на угол  $\pi/2$ .

При числе фаз, большем трёх, интерпретация введённых преобразований аналогична. Отличие состоит лишь в том, что число переменных нулевой последовательности равно  $m - 2$ .

#### Баланс мощностей и электромагнитный момент АД [6]

На основании уравнений (4), (5) выведем формулы электромагнитного момента асинхронной машины. С этой целью используем методический приём, описанный в [2], и примем допущение о пренебрежимо малом влиянии всех потерь в стали на динамические свойства электропривода.

Если уравнения (4), (5) почленно домножить слева на  $\mathbf{I}_s^T$  и  $\mathbf{I}_r^T$  соответственно, а затем сложить, получим:

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_s^T \mathbf{U}_s + \mathbf{I}_r^T \mathbf{U}_r &= R_s \|\mathbf{I}_s\|^2 + R_r \|\mathbf{I}_r\|^2 + \mathbf{I}_s^T \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} + \\ &+ \mathbf{I}_r^T \frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} + \omega_k \mathbf{I}_s^T \mathbf{D} \boldsymbol{\Psi}_s + (\omega_k - \omega_e) \mathbf{I}_r^T \mathbf{D} \boldsymbol{\Psi}_r. \end{aligned} \quad (6)$$

Уравнению (6) соответствует модель баланса мощностей, согласно которой полная мощность, потребляемая по цепям статора и ротора,

$$P_\Sigma = P_s + P_r = \Delta P_s + \Delta P_r + P_{\text{эм}} + P_{\text{мех}},$$

где мощностям потерь в меди статора  $\Delta P_s$  и ротора  $\Delta P_r$  соответствуют два первых слагаемых правой части (6); составляющая электромагнитной мощности  $P_{\text{эм}}$ , идущая на создание магнитного поля, соответствует третьему и четвёртому слагаемым; а мощность механического движения ротора и связанных с ним маховых масс  $P_{\text{мех}}$  равна двум последним членам правой части (6).

Такое выделение механической мощности стало возможным благодаря переходу к единой системе координат, в которой все компоненты векторов потокосцеплений не зависят от угла поворота ротора, и, следовательно,  $P_{\text{эм}}$  не содержит составляющих, создающих электромагнитный момент.

Предположим также, что  $\omega_k = \alpha(\cdot)\omega_e$ , где  $\alpha(\cdot)$  – некоторая действительная функция времени, напряжений, токов и потокосцеплений обмоток двигателя. Тогда электромагнитный момент, развиваемый машиной, выражается в наиболее общей форме:

$$M_\gamma = p_n (\alpha \mathbf{I}_s^T \mathbf{D} \boldsymbol{\Psi}_s + (\alpha - 1) \mathbf{I}_r^T \mathbf{D} \boldsymbol{\Psi}_r). \quad (7)$$

Из (7) следует, что в связи с особым видом матрицы  $\mathbf{D}$  элементы векторов электромагнитных величин с индексами  $k \geq 3$  не участвуют в создании момента и лишь порождают дополнительные составляющие потерь  $\Delta P_s$  и  $\Delta P_r$ .

Поскольку произведения  $\mathbf{I}_s^T \mathbf{D} \boldsymbol{\Psi}_s$  и  $\mathbf{I}_r^T \mathbf{D} \boldsymbol{\Psi}_r$  инвариантны к углу поворота вращающейся системы координат, обобщённая формула (7) оказывается справедливой при любом значении  $\alpha$ . Например, полагая  $\alpha = 1$  и  $\alpha = 0$ , из (7) получаем известные выражения

$$M_\gamma = p_n \mathbf{I}_s^T \mathbf{D} \boldsymbol{\Psi}_s; \quad M_\gamma = -p_n \mathbf{I}_r^T \mathbf{D} \boldsymbol{\Psi}_r.$$

#### Уравнения магнитных связей машины [7]

Для определения потокосцеплений обмоток двигателя воспользуемся допущениями [8], при которых векторы потокосцеплений статора и ротора двигателя являются суммой составляющих, обусловленных главным (основным) магнитным потоком машины и магнитными пото-

ками рассеяния, причём потокосцепления рассеяния, в свою очередь, также образуются двумя слагаемыми –

$$\begin{cases} \Psi_s = \Psi_0 + \Psi_{\sigma s}; \\ \Psi_r = \Psi_0 + \Psi_{\sigma r}; \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \Psi_{\sigma s} = \Psi_{\sigma s1} + \Psi_{\sigma s2}; \\ \Psi_{\sigma r} = \Psi_{\sigma r1} + \Psi_{\sigma r2}; \end{cases} \quad (9)$$

где  $\Psi_{\sigma s1}$  вызвано потоком рассеяния статора, не создающим между его фазами магнитную связь, а  $\Psi_{\sigma s2}$  – потоком рассеяния, создающим магнитную связь между фазами обмотки статора; составляющие  $\Psi_{\sigma s1}$  и  $\Psi_{\sigma s2}$  являются аналогичными по смыслу векторами потокосцеплений рассеяния ротора.

Так как пути магнитных потоков рассеяния считаются ненасыщенными, соответствующие потокосцепления пропорциональны токам обмоток:

$$\begin{cases} \Psi_{\sigma s1} = L_{\sigma s1} I_s; & \Psi_{\sigma s2} = L_{\sigma s2} A_0(0) I_s; \\ \Psi_{\sigma r1} = L_{\sigma r1} I_r; & \Psi_{\sigma r2} = L_{\sigma r2} A_0(0) I_r; \end{cases} \quad (10)$$

где  $L_{\sigma s1}$ ,  $L_{\sigma s2}$ ,  $L_{\sigma r1}$ ,  $L_{\sigma r2}$  – индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора первого и второго рода; а матрица  $A_0$  получена путём обнуления всех строк матрицы  $A$ , кроме первой и второй.

Вследствие принятых допущений нелинейность магнитной системы машины определяется зависимостью вектора главных потокосцеплений  $\Psi_0$  от суммарной намагничивающей силы всех её обмоток, обусловленной вектором токов намагничивания  $I_m = M(I_s + I_r)$ , где  $M$  – матрица, позволяющая выделить намагничивающие составляющие векторов токов АД:

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 1 & 0 & \dots \end{bmatrix}; \quad M^T M = A_0(0).$$

Размерность вектора токов намагничивания всегда равна двум, так как токи нулевой последовательности не создают главного магнитного потока. Распределение намагничивающего тока по окружности воздушного зазора описывается функцией  $i_m(\xi) = \|I_m\| \cos(\xi - \xi_m) = [\cos(\xi), \sin(\xi)] I_m$ , где  $\xi$  – электрический угол, образованный осью 1 и отрезком, который соединяет рассматриваемую точку поперечного сечения воздушного за-

зора с осью вращения;  $\xi_m = 2 \arctg \frac{i_{m2}}{\|I_m\| + i_{m1}}$  –

мгновенная электрическая фаза вектора токов намагничивания в системе координат (1, 2) (угол между изображающим вектором  $I_m$  и осью 1). При переходе к относительным единицам функция  $i_m(\xi)$  принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} i_m^*(\xi) &= \|I_m\|_H^{-1} \|I_m\| \cos(\xi - \xi_m) = \\ &= \frac{1}{\|I_m\|_H} [\cos(\xi), \sin(\xi)] I_m, \end{aligned}$$

где  $\|I_m\|_H$  – номинальное значение нормы вектора токов намагничивания.

Мгновенные значения элементов вектора главных потокосцеплений модели двигателя можно представить в форме определённого интеграла

$$\Psi_0 = \frac{\Psi_{0H}}{\pi} M^T \int_0^{2\pi} [\cos(\xi), \sin(\xi)]^T f(i_m^*(\xi)) d\xi, \quad (11)$$

где  $[\cos(\xi), \sin(\xi)]^T$  – вектор обмоточных функций условных фаз 1 и 2 двигателя;  $\Psi_{0H}$  – номинальное значение нормы вектора главных потокосцеплений двигателя;  $f(\cdot)$  – однозначная нечётная функция, отражающая эквивалентную кривую намагничивания машины [2], представленную в относительных единицах на рис.1.

Функция  $f(i_m(\xi))$  характеризует распределение индукции магнитного поля по окружности воздушного зазора машины и даже при синусоидальном распределении обмоток и гармонических токах имеет "уплощённый" вид, что свидетельствует о наличии в ней нечетных гармоник.

Анализируя (11) при представлении  $f(i_m(\xi))$  бесконечным рядом Фурье с учётом ортогональности гармонических функций кратных частот, несложно аналитически показать, что компоненты вектора  $\Psi_0$  являются гармоническими функциями фазы вектора токов намагничивания  $\xi_m$ , амплитуда которых полностью соответствует характеристике  $\|\Psi_0\| = f(\|I_m\|)$ . Таким образом,

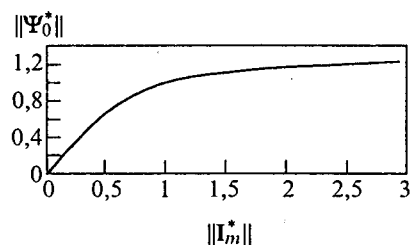


Рис.1. Эквивалентная характеристика намагничивания



высшие гармоники распределения магнитного поля по воздушному зазору МДП не участвуют в формировании составляющих вектора главных потокоцеплений, что вполне соответствует положениям [2]. На этом основании допустимо производить гармоническую линеаризацию кривой намагничивания в модели электромагнитных процессов, полагая, что

$$\Psi_0 = L_m(\|I_m\|)M^T I_m = L_m(\|I_m\|)M^T M(I_s + I_r), (12)$$

где  $L_m$  – главная взаимная индуктивность двигателя, т.е. коэффициент гармонической линеаризации функции  $f(i_m^*(\xi))$ , умноженный на отношение  $\Psi_{0н} / \|I_m\|_н$  и зависящий от нормы вектора  $I_m$ :

$$L_m(\|I_m\|) = \frac{1}{\pi \|I_m\|_0} \int_0^{2\pi} \sin(\xi) f(\|I_m\| \sin(\xi)) d\xi.$$

В соответствии с (8)–(10) запишем окончательные выражения для векторов полных потокоцеплений статора и ротора:

$$\begin{cases} \Psi_s = \Psi_0 + L_{\sigma s1} I_s + L_{\sigma s2} A_0(0) I_s; \\ \Psi_r = \Psi_0 + L_{\sigma r1} I_r + L_{\sigma r2} A_0(0) I_r. \end{cases} \quad (13)$$

Отсюда, в частности, видно, что полные индуктивности рассеяния машины для токов статора и ротора по осям 1, 2

$$L_{\sigma s} = L_{\sigma s1} + L_{\sigma s2}; \quad L_{\sigma r} = L_{\sigma r1} + L_{\sigma r2},$$

а по отношению к токам нулевой последовательности они равны  $L_{\sigma s1}$  и  $L_{\sigma r1}$  соответственно.

#### Структурные схемы и уравнения МДП как динамического объекта

Математическую модель асинхронного двигателя с фазным ротором как динамического объекта составим по уравнениям (3)–(5), (7), (12), (13).

Уравнения модели цепи статора (МЦС) получим на основании (3) и (4), дифференцируя (13),

$$(L_{\sigma s1} E + L_{\sigma s2} A_0(0)) \dot{I}_s = -R_s I_s - (L_{\sigma s1} E + L_{\sigma s2} A_0(0)) \omega_k D I_s - \omega_k D \Psi_0 - \Psi_0 + U_s. \quad (14)$$

Аналогично, используя уравнения (3), (5), (13), можно записать уравнения модели цепи ротора (МЦР)

$$(L_{\sigma r1} E + L_{\sigma r2} A_0(0)) \dot{I}_r = -R_r I_r - (L_{\sigma r1} E + L_{\sigma r2} A_0(0)) (\omega_k - \omega_e) D I_r - (\omega_k - \omega_e) D \Psi_0 - \Psi_0 + U_r. \quad (15)$$

Здесь полные векторы потокоцеплений статора и ротора определены (13), и

$$U_s = A(\gamma_k) P[u_{sk}]; \quad U_r = A(\gamma_k - \gamma_e) P[u_{rk}];$$

$$[i_{sk}] = P^T A^T(\gamma_k) I_s; \quad [i_{rk}] = P^T A^T(\gamma_k - \gamma_e) I_r.$$

Дополняя (14), (15) моделями электромагнитного момента (МЭМ) (7), главного потокоцепления (МГП) (12) и моделью механического движения (ММД) вида

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} (M_e - M_c),$$

получим модель МДП, структурная схема которой представлена на рис.2.

Эта модель содержит векторное "алгебраическое кольцо" и нуждается в регуляризации – приближённой замене операции идеального дифференцирования вектора главных магнитных потокоцеплений на реальное, что на практике обуславливает высокую жёсткость задачи численного интегрирования. Место целесообразной "развязки" "алгебраического кольца" указано знаком "▲".

Выделяя на основании (4), (5) модель потокоцеплений статора (МПС)

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = -\omega_k D \Psi_s - R_s I_s + U_s$$

и модель потокоцеплений ротора (МПР)

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = -(\omega_k - \omega_e) D \Psi_r - R_r I_r + U_r,$$

можно составить математическую модель МДП, структурная схема которой приведена на рис.3. Данная структура содержит два векторных "алгебраических кольца", что повышает порядок регуляризованной модели. "Развязка" этих колец может осуществляться, например, с помощью апериодических звеньев, вводимых в указанные знаками "▲" связи.

При выполнении условий трёхфазной симметрии напряжений и токов статора и ротора по мгновенным значениям токи нулевой последовательности равны нулю и адекватны "двухфазным" моделям МДП. Так, на рис.4 приведен частный случай модели МДП (рис.2) – структурная схема асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в системе координат  $(\alpha, \beta)$ .

Структурное моделирование явления насыщения магнитной системы машины (МГП) по первой гармонике потокоцеплений принципиальных затруднений не вызывает. Рациональные варианты структурных схем МГП, основанные на зависимости вида (12), можно найти в [2].

#### Выводы

1. Получены уравнения и построены струк-

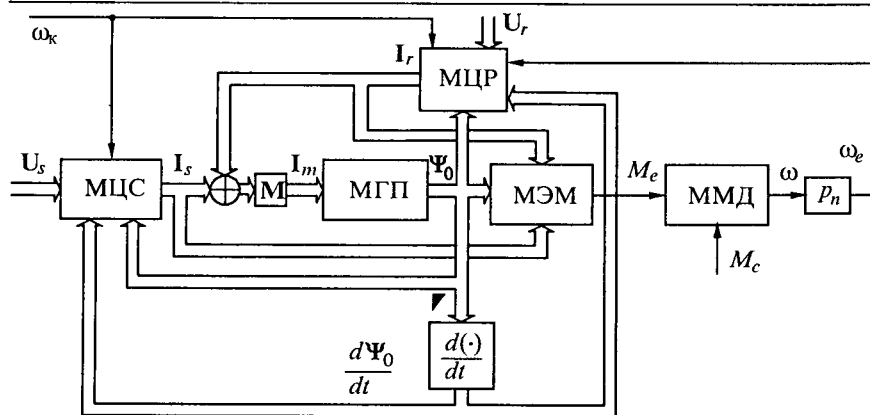


Рис.2. Структурная схема МДП со звеном дифференцирования

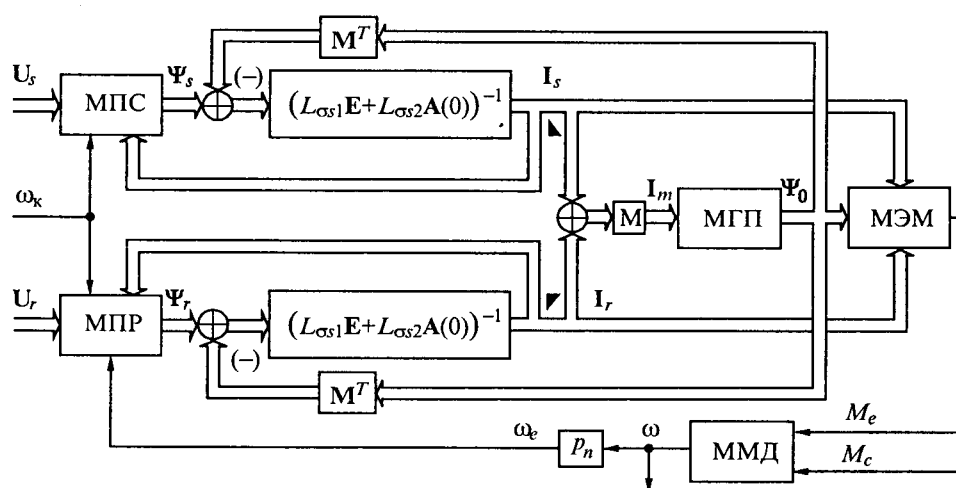


Рис.3. Структурная схема МДП с выделением потокоцеплений статора и ротора

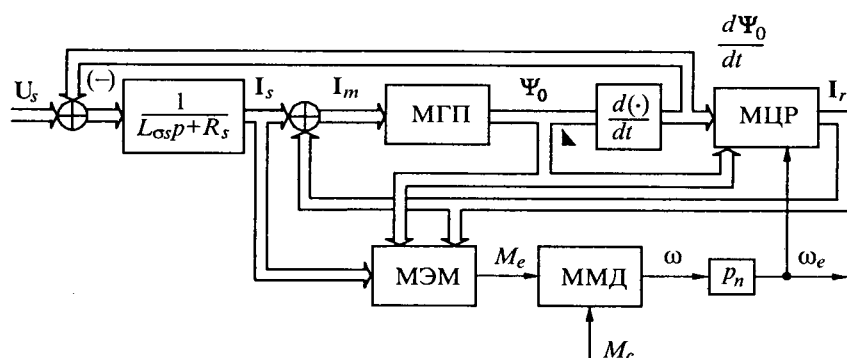


Рис.4. Структурная схема АД в неподвижной системе координат

турные схемы электромагнитных и электромеханических процессов в МДП с произвольной фазностью, пригодные для решения задач моделирования динамики машины в энергооптимальных и двухзонных системах электропривода.

2. Доказано, что даже в насыщенной машине отсутствуют высшие временные гармоники главных потокоцеплений синусоидально распределенных обмоток фаз, обусловленные несинусоидальностью магнитного поля в воздушном за-

зоре, поэтому допустимо учитывать лишь зависимость нормы вектора главных потокоцеплений МДП от нормы вектора токов намагничивания через функцию типа "кривая намагничивания".

3. К сожалению, полученные модели, как и все представленные в [2] (кроме "ненасыщенных"), содержат так называемые алгебраические кольца, затрудняющие сходимость процесса их численного интегрирования. Однако наличие этих колец принципиально, так как переменные  $\Psi_s$  и  $\Psi_r$  связаны нелинейным функционалом (11) и системой (8).

#### Список литературы

1. Ильинский Н.Ф. Регулируемый электропривод. Энерго- и ресурсосбережение // Приводная техника. 1997. № 3. С.21–23.
2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УРО РАН, 2000.
3. Шиянов А.И. Электропривод переменного тока с несимметричными фазными токами // Автоматизированный электропривод / Под общ. ред. Н.Ф. Ильинского, М.Г. Юнькова. М.: Энергоатомиздат, 1990. С.22–30.
4. Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 1985.
5. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. М. -Л.: Энергия, 1964.

6. Панкратов В.В. Электромагнитный момент многофазной асинхронной машины с учетом нелинейности кривой намагничивания // Автоматизированные электромеханические системы / Новосибирск: Новосиб. гос. академия водного транспорта, 1998. С.25–33.

7. Панкратов В.В. Учет кривой намагничивания асинхронного двигателя в задачах энергооптимизации частотно-регулируемых электроприводов // Экологически перспективные системы и технологии: Сб. науч. тр. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1998. Вып. 2. С.110–117.

8. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.



**Панкратов Владимир Вячеславович** – доктор техн. наук, профессор кафедры электропривода Новосибирского государственного технического университета. В 1988 г. окончил Новосибирский электротехнический институт по специальности "Электропривод и автоматизация промышленных установок". В 1997 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Методы синтеза систем автоматического управления электроприводами переменного тока, малочувствительных к изменениям параметров".



**Зима Елена Алексеевна** – магистр техники и технологий, аспирант кафедры электропривода Новосибирского государственного технического университета. В 2000 г. окончила магистратуру Новосибирского государственного технического университета по направлению "Электротехника, электромеханика и электротехнологии" с защитой диссертации на тему "Разработка и исследование алгоритмов текущей идентификации для систем частотно-регулируемого электропривода".

## Интегрированные линейные электромагнитные двигатели для импульсных технологий

НЕЙМАН В.Ю.

*Рассмотрены новые конструкции импульсных линейных электромагнитных двигателей с интегрированной структурой, обеспечивающие повышение энергетических показателей за счет предварительного аккумулирования магнитной энергии в рабочем цикле. Показана практическая реализация способа аккумулирования магнитной энергии в индуктивностях системы при неподвижном якоре. Установлена связь между полезной энергией на выходе двигателя и его оптимальным объёмом при однократном процессе ускорения якоря в магнитном поле.*

*New constructions of integrated pulse linear electromagnetic motors are considered. These constructions provide improvement of energy factors by preliminary accumulation of magnetic energy during the operating cycle. The practical implementation of the way of magnetic energy accumulation in inductances of the system with the stationary armature is shown. The dependence of effective output energy on the optimal volume of the motor at single acceleration of the armature is established.*

Применение в устройствах электромеханики для реализации импульсных технологий линейных электромагнитных двигателей (ЛЭМД) в ряде конкретных случаев может оказаться экономически более оправданным чем, например, использование в аналогичном оборудовании приводов другого принципа действия.

Анализ применяемых сегодня на практике линейных двигателей в электромагнитных машинах ударного действия (рис.1) показывает, что показатель, характеризующий отношение полезной энергии к массе установки ограничен для большинства машин на уровне 2–4 Дж/кг [1]. Дальнейшее повышение эффективности действия электромагнитных машин в традиционных и новых высокоэнергетических импульсных технологиях связано с необходимостью повышения удельных энергетических показателей ЛЭМД.

В настоящей работе рассматриваются результаты выполненных исследований по созданию новых конструкций низкочастотных устройств импульсного действия с интегрированными ЛЭМД, в которых рабочий ход якоря, выполняющего функции ударной массы, осуществляется за счет системы обмоток, а его возврат – под действием механического усилия возвратной пружины.

Для устройств с электромагнитными двигателями традиционного исполнения характерным является движение якоря с минимальным начальным запасом магнитной энергии. Магнитная энергия, накапливаемая в системе на момент начала движения, определяется током трогания и индуктивностью, значения которых зависят от

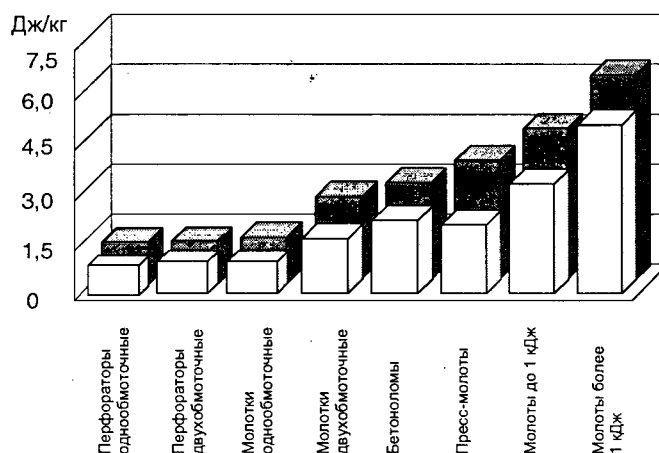


Рис.1. Диаграмма распределения удельной энергии для импульсных электромагнитных машин:

□ – достигнутый уровень показателя; ■ – максимальное значение показателя

положения якоря и сил сопротивления движению (трение, начальное усилие поджатия пружины), т.е. от электромеханического состояния системы в целом на рассматриваемый момент времени. Время движения якоря при этом может в несколько раз превышать время его трогания. Такой режим работы ЛЭМД не обеспечивает увеличения тока до установившегося значения даже в конце процесса энергопреобразования за счет влияния индуктивности системы.

Одним из эффективных путей повышения энергии и КПД импульсных ЛЭМД является использование предварительного аккумулирования магнитной энергии в индуктивностях в статических режимах при неподвижном якоре. Практическая реализация такого способа связана, как правило, с созданием специальных устройств, выполненных автономно с ЛЭМД и нагружающих якорь противодействующим усилием на этапе трогания. С этой целью используются механические и электромагнитные защелки, удерживающие электромагниты или постоянные магниты, а также устройства бесконтактного удержания за счет применения зубцовых зон полюсов статора и якоря [2]. Принцип действия большинства из них основан на искусственном удержании якоря в неподвижном положении на определённый период времени, обеспечивая этим увеличение тока трогания и аккумуляции в индуктивностях системы к началу рабочего хода магнитной энергии.

Такие технические решения позволяют не только улучшить эксплуатационные характеристики, но и провести оптимизацию режимов работы.

Регулируя при помощи удержания уровень начального запаса магнитной энергии можно изменять динамические и улучшать энергетические характеристики импульсных ЛЭМД. Однако такие устройства имеют невысокое использование во времени активных материалов, обусловленное их функционированием только на этапе до начала движения якоря.

Для устранения недостатков известных схем перспективно использование ЛЭМД, интегрированных с устройствами удержания. В зависимости от степени интеграции возможно объединять магнитопроводы и источники магнитодвижущих сил (МДС). По такой схеме выполнен ЛЭМД, представленный на рис.2 [3]. Исследуемое устройство включает: источник питания постоянного тока (ИП), блок формирования управляющих импульсов (БУ), тиристорный преобразователь рабочей обмотки (VT1) и удерживающего электромагнита (VT2), пульт управ-

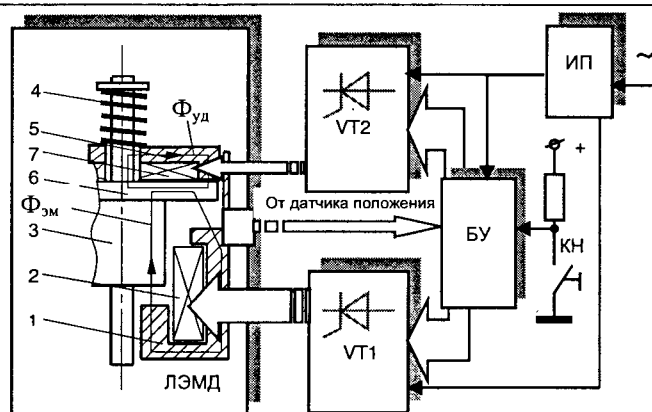


Рис.2. Функциональная схема интегрированного ЛЭМД с устройством электромагнитного удержания якоря

ления (КН) и линейный электромагнитный двигатель (ЛЭМД). Интегрированный с устройством удержания по схеме объединения магнитопроводов двигатель содержит общий с устройством нагружения якоря магнитопровод 1, обмотку возбуждения 2, комбинированный якорь 3 с возвратной пружиной 4, а также примыкающий к магнитопроводу со стороны дисковой части 6 якоря 3 удерживающий электромагнит 5 с расположенной внутри обмоткой 7. Относительное расположение электромагнита и магнитопровода ЛЭМД, жёстко связанных между собой, обеспечивает при любом изменении координаты положения якоря замкнутую магнитную цепь. В исходном состоянии якорь поджат усилием возвратной пружины. Принцип работы ЛЭМД в режиме статического индуктивного накопителя включает повышение начального значения тока трогания якоря до значения, близкого к установившемуся. Для этого при подаче импульса напряжения на обмотку возбуждения двигателя якорь искусственно удерживается в неподвижном положении. За счет этого повышается ток трогания и обеспечивается управление начальным запасом магнитной энергии и, как следствие, увеличение предупредительной скорости и энергии удара. Работа в режиме аккумулирования магнитной энергии осуществляется в два этапа. При замыкании ключа КН с блока БУ одновременно поступает сигнал на включение тиристорных преобразователей VT1 обмотки возбуждения двигателя и VT2 удерживающего электромагнита. Первый этап энергопреобразования для электромеханической системы характеризуется статически неподвижным уравновешенным якорем за счёт противодействующего усилия электромагнита и нарастающим током в обмотке возбуждения. Электрическая

энергия от источника потребляется и преобразуется в магнитную и частично в тепловую. По мере увеличения тока в обмотке возбуждения ЛЭМД до уровня, определяемого ранее заданным начальным запасом магнитной энергии, с блока БУ на блок VT2 подаётся сигнал на отключение удерживающего электромагнита, что обеспечивает отрыв якоря и ускоренное его перемещение. Движение якоря определяет начало следующего этапа энергопреобразования, который сопровождается более интенсивным потреблением электрической энергии.

До завершения рабочего хода якоря на конечном этапе его движения по сигналу датчика положения происходит повторное включение удерживающего электромагнита. При этом основная МДС обмотки возбуждения дополнительно суммируется с МДС от протекающего тока по обмотке электромагнита, что обеспечивается благодаря выполнению специальной конфигурации магнитной цепи. Это позволяет увеличить результирующий поток  $\Phi_{рез} = \Phi_{уд} + \Phi_{эм}$  и электромагнитное усилие в рабочих зазорах ЛЭМД в конце процесса энергопреобразования и повысить кинетическую энергию якоря. По завершении рабочего хода по сигналу датчика с БУ обмотки обесточиваются. Якорь под действием сил сжатой пружины возвращается в исходное положение. Кинетическую энергию в конце процесса энергопреобразования можно регулировать в широких пределах за счёт управления уровнем аккумулируемой начальной магнитной энергии в режиме статического индуктивного накопителя, а также за счёт дополнительной МДС обмотки удерживающего электромагнита на этапе движения.

Более высокая во времени степень интеграции обеспечивается в ЛЭМД, выполненных по принципу интегрирования с общим источником МДС. В этом случае в конструкции не предусмотрено использование специальных устройств с дополнительным источником магнитодвижущих сил. Уровень аккумулированной магнитной энергии в индуктивностях системы при неподвижном якоре обеспечивается за счёт основного источника МДС обмотки возбуждения электромагнитного двигателя. Выполненная по этому принципу интегрирования конструктивная схема ЛЭМД представлена на рис.3 [4]. Двигатель содержит магнитопровод 1 с размещённой внутри обмоткой возбуждения 2 и якорем 3, выполненным в форме цилиндрической 4 и дисковой 5 частей, примыкающий к магнитопроводу ферромагнитный корпус 6, являющийся одно-

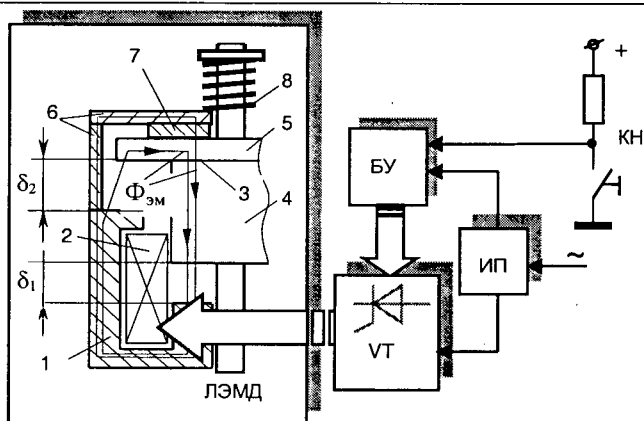


Рис.3. Схема ЛЭМД с составным якорем с общим источником МДС

временно направляющей якоря, регулировочную шайбу 7 и возвратную пружину 8. Торцевая цилиндрическая часть якоря 4 и внутренняя дисковая часть 5 образуют с магнитопроводом рабочие воздушные зазоры  $\delta_1$  и  $\delta_2$ . Ферромагнитный корпус 6 имеет меньшую площадь поперечного сечения, чем магнитопровод 1. В исходном состоянии якорь поджат усилием возвратной пружины и находится в крайнем верхнем положении, т.е. внешняя дисковая часть якоря через регулировочную шайбу 7 плотно поджата к направляющему ферромагнитному корпусу 6.

Работа двигателя в режиме статического индуктивного накопителя магнитной энергии осуществляется за счёт частичного перераспределения основного потока созданного МДС обмотки возбуждения. На этапе трогания часть магнитного потока замыкается через ферромагнитный корпус, обеспечивая этим электромагнитное взаимодействие через регулировочную шайбу с внешней дисковой частью якоря. В начальный момент времени усилие удержания, образованное поверхностями внешней дисковой части и регулировочной шайбы, превышает усилие в рабочих воздушных зазорах  $\delta_1$  и  $\delta_2$ , расположенных по основному контуру замыкания магнитного потока. По мере нарастания тока в цепи обмотки возбуждения и увеличения рабочего магнитного потока  $\Phi_{эм}$  происходит насыщение участков магнитной цепи ферромагнитного корпуса. Это приводит к увеличению его магнитного сопротивления и перераспределению пути замыкания основного магнитного потока. Начиная с момента времени, когда усилие в рабочих зазорах превысит усилие удержания, происходит отрыв якоря и ускоренное его перемещение. По завершении рабочего хода и от-

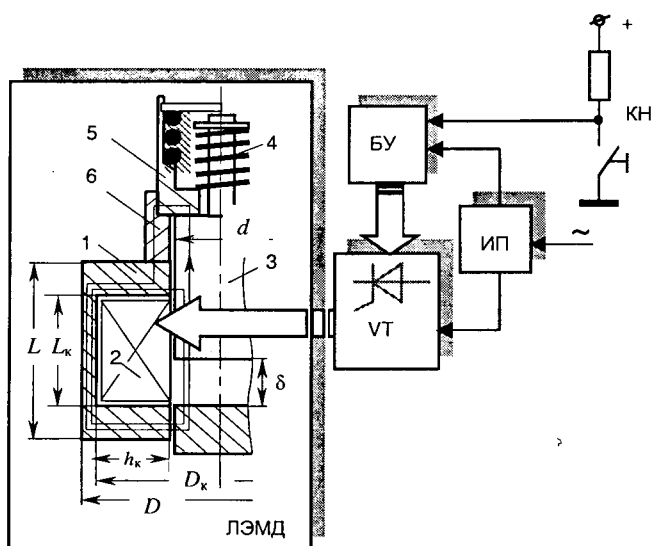


Рис.4. Схема одноазорного ЛЭМД с общим источником МДС

ключении импульса напряжения якорь под действием усилия возвратной пружины приводится в исходное состояние. Функционирование двигателя обеспечивается с блока управления БУ, формирующего импульсы напряжения определенной амплитуды и длительности. Регулирование начального запаса магнитной энергии и энергии удара осуществляется механическим путём за счёт изменения поверхностей соприкосновения внешней дисковой части якоря с направляющим корпусом при помощи ферромагнитной шайбы.

Принцип формирования магнитной цепи интегрированных ЛЭМД с общим источником МДС за счёт пространственной геометрии взаимного расположения взаимодействующих элементов магнитопровода и якоря оказывается более перспективным, так как не требует для его осуществления разработки специальных устройств. По аналогичному принципу интеграции выполнена также конструктивная схема импульсного ЛЭМД, представленная на рис.4 [5]. Для реализации режима статического индуктивного накопителя в режиме одиночных ходов используется традиционный ЛЭМД броневого цилиндрической структуры с одним рабочим воздушным зазором в магнитной цепи. ЛЭМД содержит магнитопровод 1, обмотку возбуждения 2 и якорь 3. В исходном состоянии до подачи импульса напряжения на обмотку возбуждения якорь поджат возвратной пружиной 4 к ферромагнитному буферу 5, установленному с возможностью взаимодействия с кольцевым полюсом 6. Работа в режиме аккумуляции магнитной

энергии обеспечивается за счёт частичного перераспределения основного потока от МДС обмотки возбуждения. При подаче импульса напряжения на обмотку возбуждения поток, проходящий через магнитопровод, будет замыкаться через боковую и частично торцевую поверхности якоря, проходя через кольцевой полюс и буфер. В начальный момент времени нарастания тока электромагнитное усилие между поверхностями якоря и буфера за счёт отвлечения потока будет превышать усилие в рабочем зазоре, и якорь остаётся неподвижным. По мере изменения тока и соответственно потока в магнитной цепи кольцевой полюс входит в насыщение, что приводит к ослаблению роста электромагнитного усилия в нерабочем зазоре. В момент времени, когда усилие в рабочем зазоре превысит усилие удержания, а магнитная система обеспечит необходимый запас магнитной энергии, происходит отрыв якоря и его ускоренное перемещение. Возврат якоря в исходное состояние осуществляется усилием возвратной пружины по завершении рабочего хода. Функционирование двигателя в режиме статического индуктивного накопителя может быть также просто осуществлено в режиме циклической ударной нагрузки при питании ЛЭМД импульсами напряжения, синхронизированными с частотой питающей сети, например, при питании от однофазной сети с однополупериодным выпрямлением.

Применение интегрированных ЛЭМД позволило гарантированно до двух раз увеличить энергетические показатели, а также КПД. Для отдельных экспериментальных двигателей наблюдалось повышение удельной энергии до 2–4 раз в сравнении с традиционным исполнением, что составило 9–10 Дж/кг при заметном повышении КПД.

Анализ возможности дальнейшего увеличения показателей представляет определённый интерес для качественной оценки максимальной энергии в объёме электромагнитной машины как одного из главных комплексных показателей конструктивного совершенства.

Вывод выражения, связывающего механическую энергию на выходе двигателя с его объёмом, выполним на примере обобщённой броневого цилиндрической структуры в соответствии с обозначениями, приведёнными на рис.4. Рассмотрим преобразование электрической энергии в полезную механическую работу для однократного процесса ускорения якоря на интервале рабочего хода с фиксированным начальным и конечным положением якоря.

Соотношения основных геометрических размеров ЛЭМД с втяжным якорем

Расчётные соотношения	$x = \frac{d}{D}$	$y = \frac{L}{D}$	Источник
$L = 0,91D$ ; $D = 2,2d$ ; $L = 2d$	0,455	0,91	[6]
$D_k = 0,88D$ ; $d = 0,477D$ ; $h_k = 0,119D$	0,477	–	[7], [8]
$d = (0,62 \div 0,69)D_k$ ; $L_k = (1,1 \div 1,6)d$	0,53 $\div$ 0,57	1,03 $\div$ 1,2	[9]
$h_k = (0,55 \div 0,6)d$ ; $L_k = (1,1 \div 1,6)d$	0,41 $\div$ 0,43	0,62 $\div$ 0,91	[10]

Примем следующие допущения: сечение стали вдоль длины магнитопровода постоянно, значение магнитной энергии изменяется только в пределах объёма рабочего воздушного зазора, противодействующие силы и трение отсутствуют, процессы в стали и тепловыделение не учитываем, ток в обмотке в процессе движения якоря остаётся неизменным. Последнее допущение является частным случаем процесса энергопреобразования при постоянстве тока и равенстве нулю полных производных.

Выражение для механической работы  $A$ , изменяемой только в пределах объёма рабочего воздушного зазора  $V_\delta$ , может быть преобразовано к виду [6]

$$A = \frac{m_j v^2}{2} = \frac{B^2}{2\mu_0} V_\delta,$$

где  $m_j$ ,  $v$  – масса и скорость якоря;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м;  $B$  – индукция в рабочем зазоре.

Выражая объём рабочего воздушного зазора  $\delta$  через площадь поперечного сечения якоря  $S_j$ , длину катушки  $L_k$  и относительную начальную глубину внедрения якоря  $k = 1 - \frac{\delta}{L_k}$ , получаем:

$$A = \frac{B^2}{2\mu_0} S_j L_k (1 - k). \quad (1)$$

При  $\delta = L_k$  относительная начальная глубина внедрения якоря  $k = 0$ , а объём воздушного рабочего зазора соответствует максимальному  $V_{\max \delta} = S_j L_k$ . Соответственно при  $k = 1$  якорь максимально вдвинут и работа не производится.

Из условия равной нагрузки магнитопровода по магнитному потоку, выражая объём  $V_{\max \delta}$  через объём двигателя  $V_d$  и его линейные размеры, получаем:

$$V_{\max \delta} = V_d \frac{d^2}{D^2} \left(1 - \frac{d}{2L}\right), \quad (2)$$

где  $d$  – диаметр якоря;  $D$ ,  $L$  – внешний диаметр и длина активных частей магнитопровода.

Введем в (2) безразмерные величины  $x = \frac{d}{D}$ ,  $y = \frac{L}{D}$ . Тогда максимальный объём рабочего воздушного зазора

$$V_{\max \delta} = V_d x^2 \left(1 - \frac{x}{2y}\right). \quad (3)$$

Представим выражение для расчёта механической работы при заданном объёме двигателя через относительные безразмерные геометрические величины. Сопоставляя (1) и (3), получаем:

$$A = V_d x^2 \left(1 - \frac{x}{2y}\right) \frac{B^2}{2\mu_0} (1 - k). \quad (4)$$

Анализ выражения (4) показывает, что механическая энергия, сосредоточенная в объёме электромагнитного двигателя, в значительной степени зависит от относительной начальной глубины внедрения якоря и соотношения основных линейных размеров магнитной цепи двигателя. Для используемых в технике электромагнитных устройств коэффициент внедрения якоря обычно изменяется в диапазоне  $k = 0,2 \div 0,6$ . В таблице представлены пределы изменения расчётных относительных величин  $x$  и  $y$ , рекомендованные в [6–10] из условия получения максимальной работы в единице объёма двигателя. Из анализа рациональных соразмерностей электромагнитных двигателей следует, что могут быть рекомендованы следующие значения:  $x = 0,41 \div 0,57$  и  $y = 0,62 \div 1,2$ .

Приняв при насыщении магнитопровода максимальное значение индукции  $B = 2,0$  Тл и равенство удельной массы обмоточного материала и стали магнитопровода, получим окончательное выражение для максимальной энергии по (4), приходящейся на единицу массы двигателя  $m_d$ :

$$a = A / m_d = 2,038 \cdot 10^2 x^2 \left(1 - \frac{x}{2y}\right) (1 - k), \quad (5)$$

где  $m_d = V_d \gamma_{ст}$ , ( $\gamma_{ст} = 7800$  кг/м<sup>3</sup> – удельный вес стали магнитопровода).

Из (5) следует, что в диапазоне изменения рекомендованных безразмерных величин и минимальном начальном внедрении якоря ( $k = 0,2$ ) удельная энергия удара в оптимальном объёме ЛЭМД может достигать 15–44 Дж/кг. Сравни-

тельно широкий диапазон можно объяснить отсутствием явно выраженного максимума при оптимизации геометрических параметров.

Рассмотренные конструктивные схемы интегрированных ЛЭМД с устройствами нагружения якоря в статических режимах не исчерпывают всего их многообразия, определяющегося техническими решениями. Однако они могут быть приняты за основу для практического использования с учётом особенностей протекающих технологических процессов с целью повышения удельных силовых и энергетических показателей импульсных электромеханических преобразователей с линейным перемещением рабочих органов.

### Выводы

1. Показатель, характеризующий отношение полезной энергии к массе линейных электромагнитных ЛЭМД, для большинства машин ограничен на уровне 2–4 Дж/кг.

2. Применение для импульсных технологий ЛЭМД с аккумулярованием магнитной энергии позволяет повысить удельную энергию удара в 2 раза и более по сравнению с ЛЭМД традиционного исполнения.

3. Показаны способы реализации интегрированных ЛЭМД, обеспечивающие повышение использования во времени активных материалов по сравнению с ЛЭМД, выполненными автономно с устройствами удержания якоря.

### Список литературы

1. Угаров Г.Г., Нейман В.Ю. Анализ показателей электромагнитных ударных машин // ФТПРПИ. 1996. № 2. С.72–80.
2. Ряшенцев Н.П., Угаров Г.Г., Львицин А.В. Электромагнитные прессы. Новосибирск.: Наука, Сиб. отд-ние, 1989.
3. Пат. №2099175 РФ. Электромагнитный ударный инструмент / Нейман В.Ю., Угаров Г.Г. // Открытия. Изобретения. 1997. № 35.
4. Пат. №2084071 РФ. Линейный электромагнитный двигатель / Угаров Г.Г., Нейман В.Ю. // Открытия. Изобретения. 1997. № 19.
5. Пат. №2111847 РФ. Электромагнитная машина ударного действия / Угаров Г.Г., Нейман В.Ю. // Открытия. Изобретения. 1998. № 15.
6. Малинин В.И., Ряшенцев А.Н. Оптимальная геометрия электромагнитного модуля машины ударного действия // Электромеханика. 1989. № 4. С.84–88.
7. Казаков Л.А. Электромагнитные устройства радиоэлектронной аппаратуры. М.: Сов. радио, 1978.
8. Казаков Л.А., Кончаловский В.Ю. Оптимальные соотношения размеров магнитопровода силовых электромагнитов постоянного тока // Электричество. 1964. № 10. С.23–26.
9. Бугаев Г.А. О критериях для оценки электромагнитов // Электричество. 1966. № 11. С.51–55.
10. Ряшенцев Н.П., Ямпольский Ю.Г., Кибрик Ю.И., Чаплыгин Н.В. О проектировании оптимальных ЭМВПД // ФТПРПИ. 1974. № 2. С.72–77.

Нейман Владимир Юрьевич – доцент кафедры теоретических основ электротехники Новосибирского государственного технического университета (НГТУ), канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет НЭТИ (НГТУ) в 1986 г.

## Синтез оптимального силового фильтра в системе тягового электропривода

АНОСОВ В.Н., ГУРЕВИЧ В.А., КАВЕШНИКОВ В.М.

*Рассмотрена методика синтеза силового фильтра, используемого в тяговом электроприводе аккумуляторного транспортного средства, по минимуму среднеквадратичной ошибки. На основе предложенной методики получена передаточная функция оптимального фильтра, рассмотрена его возможная принципиальная схема. Приведены некоторые результаты моделирования системы тягового привода.*

Автономные транспортные средства, получающие питание от аккумуляторных батарей, находят широкое применение во многих отраслях промышленности. К их числу можно отнести аккумуляторные электровозы, электропогрузчики, электрокары, самолётные трапы, электроштабелеры и др.

Существенным недостатком этого вида транспорта является малое время межзарядного пробега. Это время играет большую роль в условиях непрерывных производств, когда парк

электротранспорта из-за малого времени разряда по сравнению со временем заряда аккумуляторных батарей должен в 2–3 раза превышать минимально необходимую величину.

Проблема увеличения времени межзарядного пробега транспортного средства всегда находится в центре внимания специалистов. Её решение отыскивалось [1], прежде всего, путём совершенствования аккумуляторных батарей, что привело, например, к улучшению более чем в 2 раза энергетических показателей наиболее рас-



пространённых свинцово-кислотных аккумуляторных батарей и существенно улучшило характеристики других аккумуляторов.

В настоящее время возможности совершенствования аккумуляторов известных электрохимических систем практически исчерпаны.

Другим, давно исследованным направлением повышения экономичности рассматриваемых систем было совершенствование конструкции самого транспортного средства, его трансмиссии и ходовой части с целью уменьшения потерь на передачу энергии к колёсам, снижения аэродинамических потерь и т.п. Это направление также дало некоторый экономический эффект и в итоге на данном этапе развития техники практически исчерпало себя.

Совершенствовались также силовые схемы транзисторных и тиристорных преобразователей для тяговых электроприводов, обеспечивающие минимум потерь энергии в них. Однако использование различных схем не изменило характера нагрузки источника питания.

Режим работы многих автономных транспортных средств отличается резко переменной нагрузкой на тяговый электропривод, создающей в токе разряда аккумуляторной батареи гармоники низкой частоты и высокой амплитуды. Известно, что разряд аккумуляторных батарей пиковым током при одной и той же отданной энергии приводит к существенному снижению ёмкости, которую может отдать аккумуляторная батарея. Поэтому существенны поиски путей сглаживания тока нагрузки аккумуляторной батареи, одним из которых является применение силового фильтра между аккумуляторной батареей и преобразователем, управляющим тяговым электродвигателем.

**Схема тягового электропривода.** Функциональная схема тягового электропривода [2] изображена на рис.1, где АБ – аккумуляторная батарея;  $\Phi$  – фильтр; ШИП – широтно-импульсный преобразователь; ТД – тяговый двигатель; СУ –

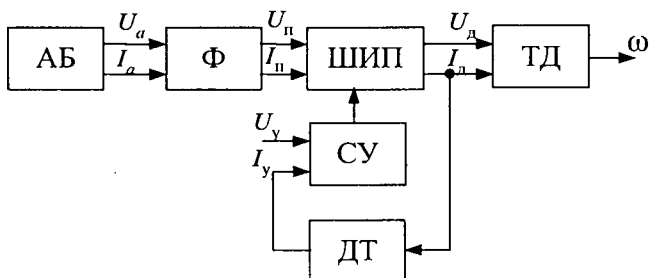


Рис.1. Функциональная схема тягового электропривода

система управления; ДТ – датчик тока тягового двигателя.

Максимальная ёмкость, которая может быть снята с аккумуляторной батареи, тем меньше, чем большим током разряжается аккумуляторная батарея, и наоборот. Следовательно, при одной и той же энергии, потребляемой от аккумуляторной батареи, межзарядный пробег тем больше, чем меньше пиков тока, превышающих некоторое среднее для данного режима движения значение тока разряда.

Нагрузка тягового привода автономных транспортных средств представляет собой случайный процесс. Частотный анализ его указывает на наличие в спектре мощных гармоник на частотах, близких к  $f_m = 0,5$  Гц [2]. Путем фильтрации гармоник с частотами, близкими к  $f_m$ , с помощью фильтра  $\Phi$  можно сгладить кривую тока аккумуляторной батареи, достигая эффекта, указанного выше.

**Синтез оптимального фильтра.** Важной является задача синтеза оптимального фильтра, которая состоит в том, чтобы при известных статистических характеристиках полезного сигнала и помехи найти такую физически реализуемую оптимальную передаточную функцию замкнутой системы  $W_{з.опт}(p)$ , при которой среднее значение квадрата суммарной ошибки было бы минимальным [3].

Рассмотрим задачу синтеза оптимальной передаточной функции системы при заданных корреляционных функциях полезного сигнала  $R_g(\tau)$  и помехи  $R_f(\tau)$ , а также преобразующего оператора  $W_{зт}(p)$  (рис.2).

Синтез проведем для случая, когда полезный сигнал и помеха некоррелированы.

Пусть корреляционная функция управляющего воздействия (полезного сигнала)

$$R_g(\tau) = D_g e^{-|\alpha_g|\tau} \cos \beta \tau,$$

а возмущающего воздействия (помехи)

$$R_f(\tau) = D_f e^{-|\alpha_f|\tau} \cos \beta \tau.$$

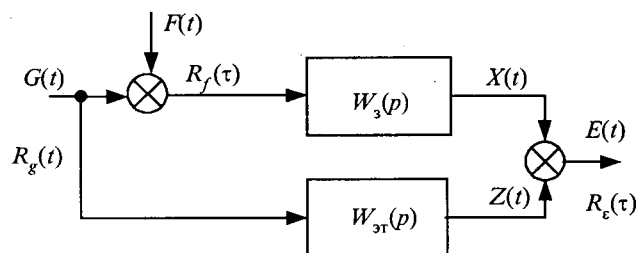


Рис.2. Структурная схема синтезируемой САУ

По известной корреляционной функции можно с помощью формулы прямого преобразования Фурье найти спектральную плотность управляющего

$$S_g(\omega) = \frac{D_g \alpha_g}{(\omega - \beta)^2 + \alpha_g^2} + \frac{D_g \alpha_g}{(\omega + \beta)^2 + \alpha_g^2}$$

и возмущающего воздействий

$$S_f(\omega) = \frac{D_f \alpha_f}{(\omega - \beta)^2 + \alpha_f^2} + \frac{D_f \alpha_f}{(\omega + \beta)^2 + \alpha_f^2}.$$

В приведённых формулах  $D_g$  и  $D_f$  – дисперсия случайного процесса управляющего и возмущающего воздействий,  $\alpha_g$  и  $\alpha_f$  – параметр затухания,  $\beta$  – резонансная частота.

Из [3] известно, что оптимальная частотная функция замкнутой системы

$$W_{\text{з.опт}} = \frac{S_g(\omega)}{S_g(\omega) + S_f(\omega)} W_{\text{эт}}(j\omega). \quad (1)$$

Для того, чтобы реализовать передаточную функцию, наиболее близкую к оптимальной, необходимо из  $W_{\text{з.опт}}(j\omega)$  выделить физически реализуемую часть. Для этого знаменатель (1) разлагаем на комплексные множители

$$S_g(\omega) + S_f(\omega) = \frac{D_g \alpha_g (\omega^2 + \beta^2 + \alpha_g^2)}{[(\omega - \beta)^2 + \alpha_g^2][(\omega + \beta)^2 + \alpha_g^2]} + \frac{D_f \alpha_f (\omega^2 + \beta^2 + \alpha_f^2)}{[(\omega - \beta)^2 + \alpha_f^2][(\omega + \beta)^2 + \alpha_f^2]} = |\psi(j\omega)|^2.$$

Обозначим:  $K_1 = D_g \alpha_g$ ;  $K_2 = D_f \alpha_f$ ;  $K_3 = K_1 + K_2$ .

Тогда после некоторых преобразований получим:

$$|\psi(j\omega)|^2 = \frac{K_3(\omega^6 + a_1\omega^4 + a_2\omega^2 + a_3)}{[\omega^4 + 2\omega^2(\alpha_g^2 - \beta^2) + (\alpha_g^2 + \beta^2)^2]} \times \frac{1}{[\omega^4 + 2\omega^2(\alpha_f^2 - \beta^2) + (\alpha_f^2 + \beta^2)^2]}, \quad (2)$$

где

$$a_1 = \frac{\alpha_g(K_1 + K_2) + \alpha_f(2K_1 + K_2) - \beta(K_1 + K_2)}{K_1 + K_2};$$

$$a_2 = \frac{2\alpha_g^2\alpha_f^2(K_1 + K_2) + 2\alpha_g^2\beta^2(2K_2 - K_1)}{K_1 + K_2} + \frac{2\alpha_f^2\beta^2(2K_1 - K_2) + \alpha_g^4K_2 + \alpha_f^4K_1 - \beta(K_1 + K_2)}{K_1 + K_2};$$

$$a_3 = \frac{\beta^6(K_1 + K_2) + \beta^4[\alpha_g^2(K_1 + 2K_2) + \alpha_f^2(2K_1 + K_2)]}{K_1 + K_2} + \frac{\beta^2[\alpha_g^4K_2 + \alpha_f^4K_1 + 2\alpha_g^2\alpha_f^2(K_1 + K_2) + \alpha_g^4K_1 + \alpha_f^4K_2]}{K_1 + K_2}.$$

Для определения корней полинома числителя примем  $X = \omega^2$ . При этом уравнение будет иметь вид:

$$X^3 + a_1X^2 + a_2X + a_3 = 0.$$

Для его решения воспользуемся формулой Кардано. Допустим, что уравнение имеет три действительных корня, причём два из них [4]

$$X_1 = -b; \quad X_{2,3} = -c.$$

Если принять  $Y = \omega^2$ , то полиномы знаменателя можно представить в следующем виде:

$$Y^2 + 2Y(\alpha_g^2 - \beta^2) + (\alpha_g^2 + \beta^2)^2 = 0;$$

$$Y^2 + 2Y(\alpha_f^2 - \beta^2) + (\alpha_f^2 + \beta^2)^2 = 0.$$

Корни этих уравнений

$$Y_{1,2} = -(\alpha_g^2 - \beta^2) \pm j2\alpha_g\beta;$$

$$Y_{3,4} = -(\alpha_f^2 - \beta^2) \pm j2\alpha_f\beta.$$

С учётом приведённых расчётов уравнение (2) принимает вид:

$$|\psi(j\omega)|^2 = \frac{K_3(\omega^2 + b)(\omega^2 + c)^2}{[(\omega^2 + \alpha_g^2 + \beta^2)^2 + 4\alpha_g^2\beta^2] \times [(\omega^2 + \alpha_f^2 + \beta^2)^2 + 4\alpha_f^2\beta^2]} = \frac{K_4(T_b^2\omega^2 + 1)(T_c^2\omega^2 + 1)}{[(\omega^2 + \alpha_g^2 + \beta^2)^2 + 4\alpha_g^2\beta^2] \times [(\omega^2 + \alpha_f^2 + \beta^2)^2 + 4\alpha_f^2\beta^2]},$$

где

$$K_4 = K_3bc; \quad T_b = \sqrt{1/b}; \quad T_c = \sqrt{1/c},$$

или

$$\begin{aligned}
 |\psi(j\omega)|^2 &= \psi(j\omega) \psi(-j\omega) = \\
 &= \frac{K_4(1+jT_b\omega)(1-jT_b\omega)}{[(\alpha_g^2 + \beta^2 - \omega^2) + j2\alpha_g\omega] \times} \\
 &\rightarrow \frac{1}{[(\alpha_g^2 + \beta^2 - \omega^2) - j2\alpha_g\omega]} \times \\
 &\times \frac{(1+jT_c\omega)(1-jT_c\omega)}{[(\alpha_f^2 + \beta^2 - \omega^2) + j2\alpha_f\omega] \times} \\
 &\rightarrow \frac{1}{[(\alpha_f^2 + \beta^2 - \omega^2) - j2\alpha_f\omega]}, \quad (3)
 \end{aligned}$$

где  $\psi(-j\omega)$  – функция, комплексно сопряжённая с  $\psi(j\omega)$ .

Из уравнения (3) можно выделить физически реализуемую составляющую [3]

$$\begin{aligned}
 \psi(j\omega) &= \frac{K_4(1+jT_b\omega)(1+jT_c\omega)}{[(\alpha_g^2 + \beta^2 - \omega^2) + j2\alpha_g\omega] \times} \\
 &\rightarrow \frac{1}{[(\alpha_f^2 + \beta^2 - \omega^2) + j2\alpha_f\omega]}.
 \end{aligned}$$

С учётом этого оптимальная частотная функция имеет вид

$$W_{3, \text{опт}}(j\omega) = \frac{1}{\psi(j\omega)} \frac{S_g(\omega) W_{\text{эт}}(j\omega)}{\psi(-j\omega)}. \quad (4)$$

Второй множитель выражения (4) раскладывается на сумму реализуемых и нереализуемых слагаемых.

Поскольку в данной работе решается задача фильтрации, то  $W_{\text{эт}}(j\omega) = 1$  [3].

Опуская промежуточные преобразования и пренебрегая слагаемыми, соответствующими нереализуемой части, получим физически реализуемую частотную функцию фильтра:

$$W_{\text{ф.опт}}(j\omega) = \frac{(jA\omega + B)[(\alpha_f^2 + \beta^2 - \omega^2) + j2\alpha_f\omega]}{K_4(1+jT_b\omega)(1+jT_c\omega)^2},$$

где  $A, B$  – коэффициенты, зависящие от параметров корреляционных функций управляющего и возмущающего воздействий.

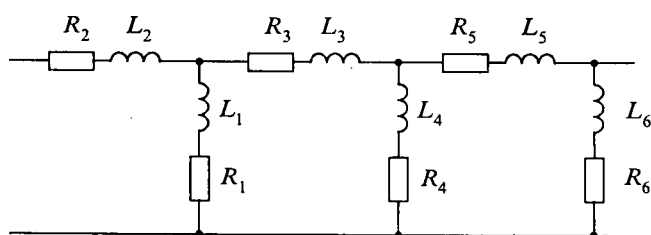


Рис.3. Принципиальная схема фильтра

Путём подстановки  $j\omega = p$  можно от частотной функции перейти к передаточной функции фильтра:

$$W_{\text{ф.опт}}(j\omega) = \frac{K(Tp+1)(T_1^2 p + T_2 p + 1)}{(T_b p + 1)(T_c p + 1)^2},$$

где

$$\begin{aligned}
 K &= \frac{B(\alpha_f^2 + \beta^2)}{K_4}; \quad T = \frac{A}{B}; \quad T_1 = \sqrt{\frac{1}{\alpha_f^2 + \beta^2}}; \\
 T_2 &= \frac{2\alpha_f}{\alpha_f^2 + \beta^2}.
 \end{aligned}$$

Полученная передаточная функция может быть реализована с помощью пассивного четырёхполюсника (рис.3), обеспечивающего минимальные потери энергии при надлежащем выборе параметров.

**Проверка результатов синтеза.** Для проверки результатов синтеза использовалось математическое моделирование системы тягового привода электропоезда на ЭВМ. Сглаживающий эффект оптимального фильтра хорошо иллюстрируется кривыми тока аккумуляторной батареи (рис.4, а, б) при воздействии на тяговый электропривод гармонически меняющегося статического момента.

Анализ процессов показывает, что амплитуда тока аккумуляторной батареи при использовании силового фильтра уменьшается в 4 раза.

**Вывод.** Проведённые авторами численные расчёты параметров фильтра подтверждают практическую возможность и целесообразность его применения в автономных транспортных средствах при резкопеременном характере их нагрузки.

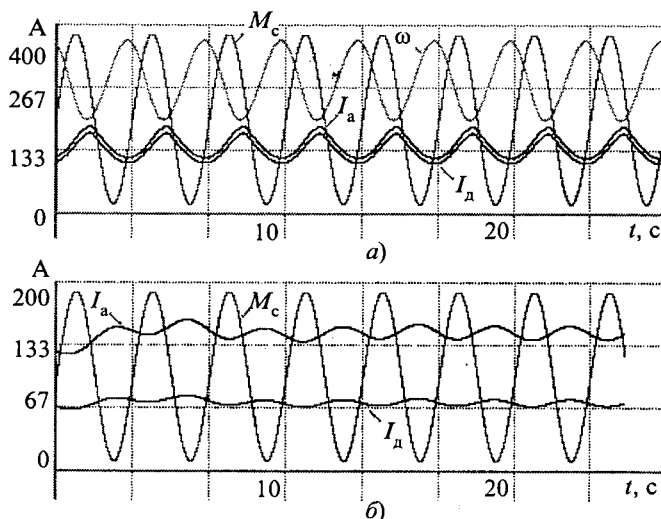


Рис.4. Переходные процессы без фильтра (а) и с фильтром (б)

## Список литературы

1. Аносов В.Н., Гуревич В.А., Кавешников В.М. Особенности анализа системы тягового электропривода при случайных изменениях нагрузки // Автоматизированные электрохимические системы. Новосибирск: НГТУ, 1997. С.105–109.
2. Аносов В.Н., Гуревич В.А., Кавешников В.М., Сысенко В.Т. Фильтрация тока аккумуляторной батареи автономных транспортных средств // Экологически перспективные системы и технологии. Новосибирск: НГТУ, 1998. С.136–139.
3. Теория автоматического управления. Ч.II. Теория нелинейных и специальных систем управления / Под ред. А.А. Воронова. М.: Высшая школа, 1987.
4. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1974.



**Аносов Владимир Николаевич** – доцент кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок (ЭАПУ) Новосибирского государственного технического университета (НГТУ). Окончил электромеханический факультет Новосибирского электротехнического института в 1968 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме: "Исследование систем тягового электропривода авто-

номных транспортных средств с комбинированной энергоустановкой" в 1987 г.



**Кавешников Владимир Михайлович** – доцент кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок (ЭАПУ) Новосибирского государственного технического университета (НГТУ). Окончил электромеханический факультет Новосибирского электротехнического института в 1969 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме: "Исследование комбинированных энергетических установок автономных транспортных средств" в 1987 г.

**Гуревич Владислав Александрович** – ведущий инженер кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок (ЭАПУ) Новосибирского государственного технического университета (НГТУ). Окончил электромеханический факультет Новосибирского электротехнического института в 1981 г.



## Источник постоянного напряжения с шестнадцатикратной частотой пульсации

ВОРФОЛОМЕЕВ Г.Н., ЩУРОВ Н.И., МЯТЕЖ С.В., ЕВДОКИМОВ С.А.

Рассмотрен преобразователь трёхфазной системы напряжений в постоянное с шестнадцатикратной частотой пульсации, выполненный на трансформаторах Скотта и вентилях, интегрированных в цепи вторичных обмоток трансформаторов. Рассмотрены электромагнитные процессы при выпрямлении и получены основные расчётные выражения, устанавливающие связь напряжений, токов первичных и вторичных электрических цепей преобразующего устройства.

Опыт эксплуатации электрической тяги на постоянном токе, ряд теоретических исследований режимов работы систем электроснабжения и изучение зарубежного опыта показывают, что использование шестипульсных и двенадцатипульсных выпрямительных агрегатов на тяговых подстанциях не является оптимальным [1–3].

При низкой частоте пульсации выпрямленного напряжения получается более широкий спектр высших гармоник, которые приводят к значительной несинусоидальности токов в питающей сети, вызывают дополнительные потери энергии, понижают её качественные и энергетические показатели и ухудшают электромагнитную совместимость с другими устройствами, включёнными в сеть. Низкая пульсность выпрямительных агрегатов проявляется также в дополнительном снижении напряжения в тяговой

*In this article the converter of three-phase system of voltage in constant with sixteen multiple frequency of the pulsation, executed on transformers of Scott and the gates integrated into circuits of secondary windings of transformers is considered. Electromagnetic processes are considered at straightening and the basic settlement expressions establishing connection of voltage and currents of primary and secondary electric circuits of reformative device are received.*

сети, вызываемом большим наклоном внешней характеристики, и приводит к дополнительным потерям электроэнергии.

В статье приводятся результаты исследований для разработанных многопульсных тяговых преобразователей, которые обеспечивают более высокие энергетические показатели за счёт снижения в них суммарных потерь энергии по сравнению с применяемыми в настоящее время преобразователями [4]. На основании рассмотрения электромагнитных процессов в трансформаторном преобразователе числа фаз (ТПЧФ), выполненном по модифицированной схеме Скотта [5], и выпрямительном блоке установлены связи токов и напряжений при преобразовании трёхфазной симметричной системы напряжений в постоянное напряжение и выполнен гармонический анализ токов питающей трёхфазной сети.

Неуправляемый преобразователь, обеспечивающий шестнадцатикратную частоту пульсации выпрямленного напряжения, принципиальная электрическая схема которого приведена на рис.1, содержит два трансформаторных источника переменных ЭДС  $T1$  и  $T2$ , подключённых к трёхфазной сети по схеме Скотта и работающих со сдвигом по фазе на  $90^\circ$ , а также шестнадцать вентилей, интегрированных во вторичные обмотки трансформаторов. Оба источника фазосдвинутых (ФС) ЭДС имеют по четыре вторичных обмотки со средними точками, которые делят их на полуобмотки, соответственно  $w_{11}, w'_{11}; w_{12}, w'_{12}; w_{13}, w'_{13}; w_{14}, w'_{14}$  в первом источнике и  $w_{21}, w'_{21}; w_{22}, w'_{22}; w_{23}, w'_{23}; w_{24}, w'_{24}$  – во втором. Выводы вторичных обмоток, как показано на схеме рис.1, имеют соединения с двумя собственными вентильными цепочками, которые по отношению к выводам обмоток в первом и втором источниках ФС ЭДС имеют одинаковое направление включения, но разное для каждого из этих источников. Электроды последних вентилей указанных цепочек соединены

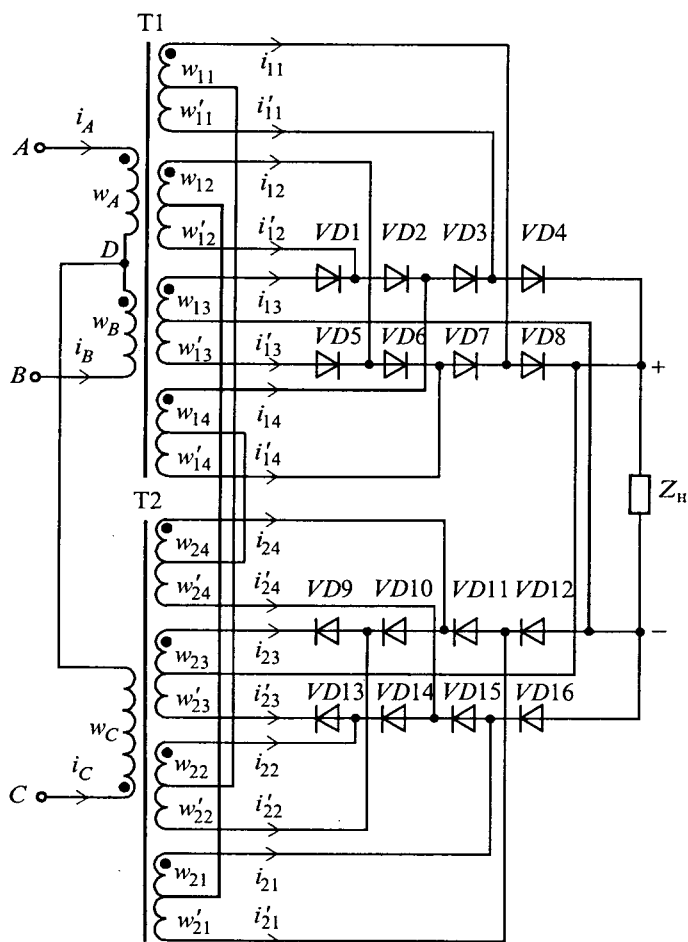


Рис.1. Схема выпрямительного агрегата с 16-ти кратной частотой пульсации

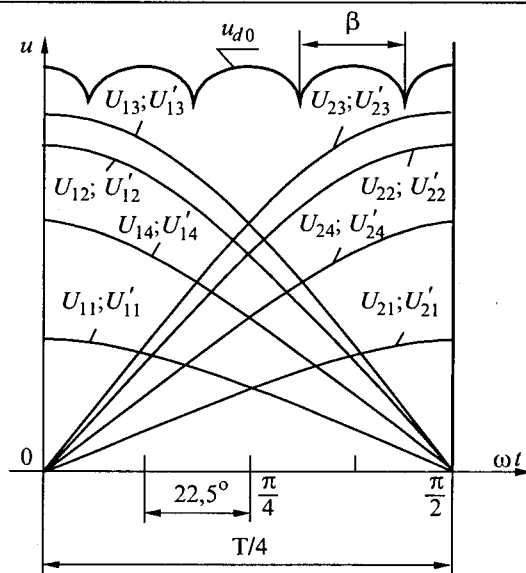


Рис.2. Волновые диаграммы напряжений на вторичных обмотках ТПЧФ и на выходе выпрямителя

между собой в каждом из источников ФС ЭДС и образуют противоположные катодный и анодный выводы выпрямительного устройства, к которым подключена нагрузка  $Z_H$ . Средние точки вторичных обмоток первого источника ФС ЭДС  $T1$  соединены со средними точками обмоток второго источника ФС ЭДС  $T2$ , а средние точки обмоток  $w_{13} - w'_{13}$  и  $w_{23} - w'_{23}$  подключены к нагрузке.

Принцип работы шестнадцатипульсной схемы выпрямления поясняется волновыми (рис.2) и векторными (рис.3) диаграммами. Волновые

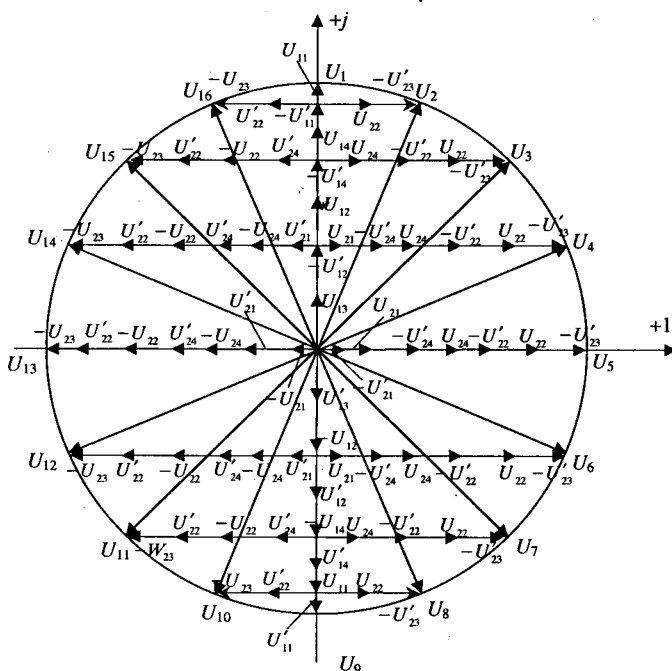


Рис.3. Диаграммы формирования векторов напряжений в 16-ти пульсной схеме выпрямления

диаграммы отображают характер изменения напряжений на вторичных обмотках источников ФС ЭДС за четверть периода выпрямительного процесса, а диаграммы рис.3 поясняют принцип формирования результирующих векторов напряжений с помощью слагаемых векторов напряжений вторичных полуобмоток трансформаторных источников за каждый цикл выпрямления.

Пренебрегая токами холостого хода трансформаторов, составим уравнения магнитодвижущих сил ТПЧФ применительно к схеме рис.1:

$$\left. \begin{aligned} i_A w_A - i_B w_B - i_{11} w_{11} + i'_{11} w'_{11} - i_{12} w_{12} + \\ + i'_{13} w'_{12} - i_{13} w_{13} + i'_{13} w'_{13} - i_{14} w_{14} + i'_{14} w'_{14} = 0; \\ i_C w_C - i_{21} w_{21} + i'_{21} w'_{21} - i_{22} w_{22} + i'_{22} w'_{22} - \\ - i_{23} w_{23} + i'_{23} w'_{23} - i_{24} w_{24} + i'_{24} w'_{24} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Кроме того, для первичной цепи

$$i_A + i_B + i_C = 0. \quad (2)$$

Соотношения относительных чисел витков первичных и вторичных обмоток в рассматриваемом ТПЧФ:

$$w_A = w_B = w; \quad w_C = \sqrt{3} \cdot w; \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} w_{13} = w'_{13} = w_{23} = w'_{23} = 1,0 w'; \\ w_{12} = w'_{12} = w_{22} = w'_{22} = 0,9301 w'; \\ w_{14} = w'_{14} = w_{24} = w'_{24} = 0,6934 w'; \\ w_{11} = w'_{11} = w_{21} = w'_{21} = 0,3895 w', \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где  $w' = 1$  – относительное число витков вторичной обмотки трансформаторов, для которой фазное напряжение в относительных единицах  $U_{\phi}^{(2)} = 1$ .

Относительное число витков вторичных обмоток определяется в соответствии с выражением

$$w_k = \sin k \beta, \quad (5)$$

где  $k = 1, 2, 3 \dots$ ;  $\beta$  – угол пульсности.

Решение системы уравнений (1) и (2) с учётом формул (3) и (4) для относительных чисел

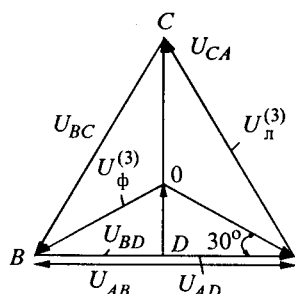


Рис.4. Векторная диаграмма напряжений первичной цепи

витков обмоток позволяет получить зависимость токов питающей трёхфазной сети и токов вторичных обмоток ТПЧФ:

$$\left. \begin{aligned} i_A &= \frac{1}{K_T} [(i_{11} - i'_{11}) \cdot 0,1947 + (i_{12} - i'_{12}) \cdot 0,4650 + \\ &+ (i_{13} - i'_{13}) \cdot 0,5 + (i_{14} - i'_{14}) \cdot 0,3467 + (i'_{21} - \\ &- i_{21}) \cdot 0,1124 + (i'_{22} - i_{22}) \cdot 0,2685 + (i'_{23} - i_{23}) \times \\ &\times 0,2887 + (i'_{24} - i_{24}) \cdot 0,2002]; \\ i_B &= \frac{1}{K_T} [(i'_{11} - i_{11}) \cdot 0,1947 + (i'_{12} - i_{12}) \cdot 0,4650 + \\ &+ (i'_{13} - i_{13}) \cdot 0,5 + (i'_{14} - i_{14}) \cdot 0,3467 + (i'_{21} - i_{21}) \times \\ &\times 0,1124 + (i'_{22} - i_{22}) \cdot 0,2685 + \\ &+ (i'_{23} - i_{23}) \cdot 0,2887 + (i'_{24} - i_{24}) \cdot 0,2002]; \\ i_C &= \frac{1}{K_T \sqrt{3}} [(i_{21} - i'_{21}) \cdot 0,3895 + (i_{22} - i'_{22}) \times \\ &\times 0,9301 + (i_{23} - i'_{23}) \cdot 1,0 + (i_{24} - i'_{24}) \cdot 0,6934], \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где  $K_T = w/w'$  – коэффициент трансформации.

Связь между фазными напряжениями питающей трёхфазной и вторичной многофазной систем можно установить на основании векторной диаграммы (рис.4), из которой следует:

$$\text{sc } 30^\circ = \frac{AO}{AD} = \frac{2U_{\phi}^{(3)}}{U_{\pi}^{(3)}}$$

или

$$\frac{2U_{\phi}^{(3)}}{U_{\pi}^{(3)}} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,154. \quad (7)$$

С другой стороны, коэффициент трансформации

$$K_T = w/w' = \frac{U_{\pi}^{(3)}}{2U_{\phi}^{(3)}}. \quad (8)$$

Полная мощность первичной трёхфазной симметричной системы [7]:

$$S_1 = 3U_{\phi}^{(3)} I_{\phi}^{(3)}. \quad (9)$$

С учётом выражения (8)

$$S_1 = 3 \frac{2}{\sqrt{3}} K_T U_{\phi}^{(2)} I_{\phi}^{(3)} = 2 \sqrt{3} K_T U_{\phi}^{(2)} I_{\phi}^{(3)}. \quad (10)$$

Мощность на выходе шестнадцатипульсного выпрямителя при активном характере нагрузки

$$P_d = U_{d0} I_d, \quad (11)$$

где  $I_d$  – средний выпрямленный ток;  $U_{d0}$  – среднее значение выпрямленного напряжения при XX  $m$ -пульсного выпрямителя, в соответствии с [7]

$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} \sqrt{2} K_{cx} U_{\phi}^{(2)} \cos \theta d\theta = DK_{cx} U_{\phi}^{(2)}, \quad (12)$$

где  $K_{cx}$  – коэффициент схемы, численное значение которого зависит от схемы выпрямления;  $U_{\phi}^{(2)}$  – фазное напряжение вентильной обмотки трансформатора;  $D$  – коэффициент выпрямления, при  $m > 1$

$$D = \sqrt{2} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}. \quad (13)$$

С учётом выражений (12) и (13) уравнение (11) запишется:

$$P_d = \sqrt{2} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} K_{cx} U_{\phi}^{(2)}. \quad (14)$$

Из условия баланса мощностей питающей сети и на стороне выпрямленного напряжения при пренебрежении реактивной мощностью ТПЧФ, которая, как показано в [3, 5], составляет не более 2–3% его полной мощности, можно получить зависимость фазного тока первичной обмотки трансформатора от выпрямленного тока  $I_d$ :

$$I_{\phi}^{(3)} = \frac{K_{cx} \left( \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \right)}{\sqrt{6} K_{\tau}} I_d. \quad (15)$$

С учётом выражения (8) получим:

$$I_{\phi}^{(3)} = \frac{\sqrt{2} K_{cx} \left( \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \right) U_{\phi}^{(2)}}{\sqrt{3} U_{\pi}^{(3)}} I_d. \quad (16)$$

При  $m = 16$  коэффициент  $K_{cx} = 5,02$  и определяется по данным векторных диаграмм (рис.3). Для рассматриваемой структуры неуправляемого многопульсного выпрямителя, созданного на основе ТПЧФ с использованием источников ЭДС, сдвинутых по фазе на  $90^\circ$ , уравнение (16) является справедливым при любом числе пульсаций выпрямленного напряжения.

Гармонический анализ токов первичной трёх-фазной сети выполняется с использованием разработанной программы EWDO 16p BAS, приведённой, например в [6], или с помощью любой другой программы, позволяющей разложить периодическую функцию в ряд Фурье. Учитывая алгоритм работы вентильных обмоток источников ФС ЭДС и принимая  $L_d = \infty$ , кривые токов вторичных обмоток трансформаторов можно представить в виде прямоугольных форм,

из которых определяются множества синусоидальных функций, описывающих эти формы. Для каждого тока вторичной обмотки ТПЧФ получается сумма синусоидальных функций, заменяющих реальные токи обмоток.

На основании уравнений (1) и (2), записанных для МДС и связывающих токи на входе и выходе ТПЧФ, можно представить токи фаз А, В, С в среде Math Cad. Для каждой гармоники определяются значения первичных питающих токов, в результате чего получается ряд синусоидальных величин для каждого фазного тока питающей сети. Эти ряды представляют реальные кривые токов и являются мгновенными значениями этих токов  $i_A, i_B, i_C$ :

$$i_A = A_{m1} \sin \omega t + A_{m2} \sin 2\omega t + A_{m3} \sin 3\omega t + \dots + B_{m1} \cos \omega t + B_{m2} \cos 2\omega t + B_{m3} \cos 3\omega t + \dots;$$

$$i_B = A_{m1} \sin (\omega t + \varphi_1) + A_{m2} \sin (2\omega t + \varphi_2) + A_{m3} \sin (3\omega t + \varphi_3) + \dots + B_{m1} \cos (\omega t + \varphi_1) + B_{m2} \cos (2\omega t + \varphi_2) + A_{m3} \cos (3\omega t + \varphi_3) + \dots;$$

$$i_C = A_{m1} \sin (\omega t + \psi_1) + A_{m2} \sin (2\omega t + \psi_2) + A_{m3} \sin (3\omega t + \psi_3) + \dots + B_{m1} \cos (\omega t + \psi_1) + B_{m2} \cos (2\omega t + \psi_2) + A_{m3} \cos (3\omega t + \psi_3) + \dots$$

Разработанная программа реализует в автоматическом режиме прямое и обратное преобразование Фурье, а также производит суммирование гармоник в относительных единицах по одноимённым фазам и содержит программы вывода результатов. Выходной информацией программы является получение множества значений точек, описывающих графики кривых мгновенных значений питающих токов фаз А, В, С через небольшие интервалы времени. За один период колебания тока определяется 700 таких точек. С помощью программы EXCEL по этим точкам строятся графики токов фаз, приведённые на рис.5 для шестнадцатипульсного выпрямителя.

На основе проведённых исследований определены наиболее важные параметры многопульсных выпрямительных устройств: коэффициент схемы  $K_{cx} = 5,02$ ; коэффициент выпрямления  $D = 1,4$ ; коэффициент искажения тока первичной сети  $K_{\pi} = 0,992$ ; коэффициент несинусоидальности  $K_{nc} = 0,126$ ; коэффициент формы выпрямленного напряжения  $K_{\phi} = 0,007$ ; коэффициент наклона выходной характеристики  $A_m = 0,21$ ; коэффициент установленной мощности  $K_y = 1,184$ .

Приведённые результаты свидетельствуют о

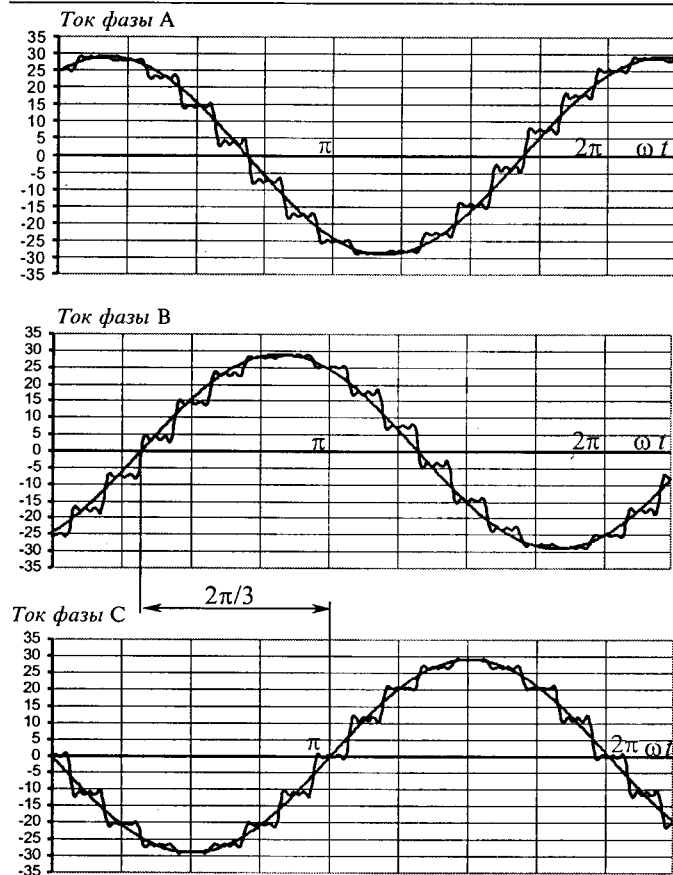


Рис.5. Токи питающей сети в шестнадцатипульсовом выпрямителе

значительном улучшении формы кривой сетевого тока и уменьшении его несинусоидальности. Для эксплуатационной практики важное значение имеет коэффициент наклона внешней характеристики  $A_m$  многопульсного выпрямителя, который в шестнадцатипульсной схеме значительно уменьшается (по сравнению с шестипульсной в 2,476 раза), а следовательно, более высоким и стабильным будет напряжение на выходе выпрямителя  $U_d$  и будет выше напряжение в контактной сети. Значит, при прочих равных условиях, реализация одной и той же мощности электроподвижного состава будет осуществляться при меньшем токе, что снижает потери электрической энергии в тяговой сети.

## Выводы

1. Представлено дальнейшее развитие теории схемы Скотта применительно к многопульсным выпрямительным устройствам для питания тяговой нагрузки постоянного тока, показанное на примере нестандартного решения шестнадцатипульсного выпрямительного агрегата, представляющего интегрированный блок трансформаторного преобразователя числа фаз и неуправляемых вентилей.

2. Выполнен анализ электромагнитных процессов в разработанном шестнадцатипульсном преобразователе; получены основные расчётные соотношения, устанавливающие связь напряжений и токов симметричной питающей трёхфазной сети и цепей нагрузки.

3. Приведены результаты гармонического анализа, реализованного компьютерным методом, которые характеризуют более высокие показатели шестнадцатипульсного выпрямительного агрегата при незначительном усложнении принципиальной электрической схемы, например, по сравнению с известным двенадцатипульсным выпрямителем, выполненном на трёхфазном трансформаторе.

## Список литературы

1. Барковский Б.С., Салита Е.Ю. Обобщение теории мостовых схем выпрямления и выбор оптимальной // Повышение качества электрической энергии на тяговых подстанциях: Межвуз. темат. сб. научн. тр. Омск: Омский ин-т инж. ж.-д. трансп. 1983. С.15–21.
2. Вологдин В.П. Выпрямители. М.: ОНТИ. 1932.
3. Ворфоломеев Г.Н. Схема Скотта: История и перспективы совершенствования (к столетию создания) // Электричество. 1994. № 10. С.74–77.
4. Барковский Б.С., Магай Г.С., Маценко В.П., Шалимов М.Г. Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций. М.: Транспорт. 1990.
5. Ворфоломеев Г.Н., Мятёж С.В., Щуров Н.И. Теоретические основы преобразования трёхфазной системы токов в девятифазную // Электротехника. 2000. № 11. С.41–43.
6. Ворфоломеев Г.Н., Мятёж С.В., Щуров Н.И. Пятифазный мостовой выпрямительный агрегат на основе схемы Скотта // Совершенствование технических средств электрического транспорта: Сб. научн. тр. Новосибирск: Изд-во НГТУ. 2001. С.21–25.
7. Шляпошников Б.М. Игнитронные выпрямители. М.: Трансжелдориздат. 1947.

**Ворфоломеев Герман Николаевич** – заведующий кафедрой "Электрический транспорт" Новосибирского государственного технического университета, доктор техн. наук, проф. Окончил факультет электрификации железных дорог Томского электромеханического института инженеров железнодорожного транспорта в 1958 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Методы и средства преобразования числа фаз для улучшения электромагнитной совместимости в электрических системах" в 1998 г.

**Щуров Николай Иванович** – докторант, канд. техн. наук, доцент кафедры "Электрический транспорт" Новосибирского государственного технического университета. Окончил электромеханический факультет НГТУ в 1970 г. Защитил кандидатскую диссертацию "Исследование режимов работы тиристорно-импульсной системы следящего рекуперативно-реостатного торможения электроподвижного состава постоянного тока" в 1976 г.

**Мятёж Сергей Владимирович** – ассистент кафедры "Электрический транспорт" Новосибирского государственного технического университета. Окончил в 1998 г. факультет энергетики НГТУ.

**Евдокимов Сергей Александрович** – старший научный сотрудник кафедры "Электрический транспорт" Новосибирского государственного технического университета. Окончил радиотехнический факультет Военно-инженерной радиотехнической академии в 1977 г.



# **Двухзонный транзисторный электропривод постоянного тока с реверсивным преобразователем в цепи возбуждения**

СИМАКОВ Г.М., ГРИНКЕВИЧ Д.Я.

*Рассмотрен вариант построения двухзонного электропривода постоянного тока с реверсивным транзисторным преобразователем в цепи возбуждения и нереверсивным преобразователем в якорной цепи. Обобщены аналитические результаты для параметров автоколебательного режима в контурах регулирования токов электрической машины с широтно-импульсным управлением. Синтезировано логическое устройство, обеспечивающее реверс поля с высоким быстродействием при одновременном выполнении условий ограничения тока.*

В практике автоматизированного электропривода очень часто, исходя из технологических требований, необходимо построение систем управления электроприводом постоянного тока с двухзонным регулированием скорости. Развитие силовой электроники в направлении полностью управляемых ключей – транзисторов предопределяет перспективность построения реверсивного электропривода на основе транзисторных широтно-импульсных преобразователей (ШИП) [1, 2].

Одним из факторов, ограничивающих применение ШИП в двухзонных реверсивных электроприводах, на наш взгляд, является неполное решение вопросов, связанных с управлением торможением и реверсом такого электропривода. Особенно остро эти проблемы стоят при организации реверса поля, т.е. напряжением возбуждения.

В целом электропривод с реверсом по цепи возбуждения обладает рядом достоинств, главным из которых, безусловно, следует считать меньшие мощности управления и, как следствие, меньшие массогабаритные показатели.

Основным недостатком такого электропривода является необходимость "мертвого" времени при реверсе [3]. В случае использования двухзонного электропривода с реверсом поля при некорректном управлении реверсом существует и еще одна проблема – бросок тока якоря при реверсе потока. Особенно актуальна эта проблема при использовании одного управляемого ключа в ОЯ. Заметим, что в электроприводе с тиристорным преобразователем броска тока удастся избежать за счет возможности формирования отрицательного напряжения на выходе преобразователя.

Данная работа посвящена исследованию процессов регулирования токов электрической машины и скорости при построении двухканальной системы с нереверсивным ШИП в ОЯ и реверсивным ШИП в ОВ.

Целью исследования является разработка алгоритмов реверса двухзонного электропривода постоянного тока с реверсивным транзисторным преобразователем в цепи возбуждения и нереверсивным преобразователем в якорной цепи.

Результатом работы является техническое решение, позволяющее обеспечить максимальное быстродействие при реверсе электропривода (ЭП) напряжением возбуждения и выполнения условий ограничения тока якоря электрической машины.

## **Силовая схема транзисторного электропривода**

Оговорим основные относительные величины, используемые в работе, и сделанные допущения:

$$\rho = \frac{U_n}{I_{ян} R_{я}} = \frac{R_n}{R_{я}} = \frac{I_{кз}}{I_{ян}}, \quad i = \frac{I_{я}}{I_{ян}}, \quad \Psi = \frac{\Phi}{\Phi_n},$$

$$v = \frac{\omega}{\omega_n}, \quad \mu_c = \frac{M_c}{M_n}, \quad i_b = \frac{I_b}{I_{вн}}.$$

относительные сопротивление, ток якоря, поток, скорость, момент сопротивления и ток возбуждения соответственно. Основным допущением при анализе динамических процессов является линеаризация кривой намагничивания при регулировании потока вниз от номинального. Ограничимся в данной работе случаем, когда  $\Psi \leq 1$ .

Силовая схема реверсивного электропривода приведена на рис.1. Она содержит два транзисторных ключа в якорной цепи электрической машины и четыре транзисторных ключа в ОВ. Заметим также, что при определенных условиях (наличие нулевой точки у трансформатора источника питания ОВ) можно ограничиться двумя транзисторными ключами в ОВ.

Использование двух ключей в цепи якоря двигателя приводит к необходимости учета различных цепей протекания тока якоря при смене направлении тока ( $L_2 \neq L_1$ ,  $R_2 \neq R_1$ ). Это предполагает наличие двух постоянных времени:

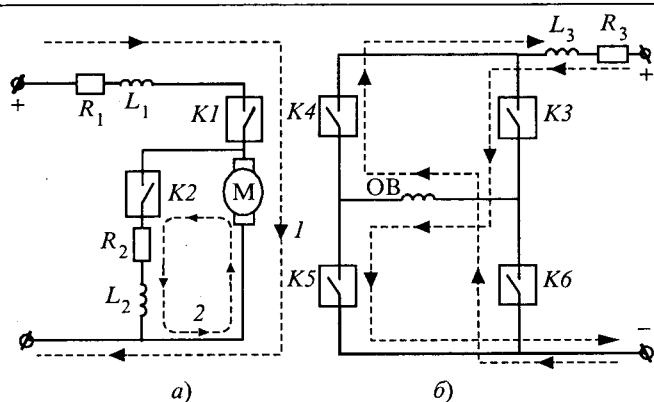


Рис.1

$T_1 = L_1 / R_1$ ,  $T_2 = L_2 / R_2$ . Введем также  $\tau_1 = T_1 / T_{я}$ ,  $\tau_2 = T_2 / T_{я}$  и в дальнейшем будем учитывать это обстоятельство при анализе контуров регулирования тока.

Следует отметить, что силовые ключи показаны на рис.1 упрощенно и должны содержать силовой транзистор, обратный диод и защитные элементы.

Ключ K2 является управляемым и позволяет регулировать значение тока якоря двигателя за счет изменения скважности включения транзистора. Отметим также, что отдельного рассмотрения заслуживает схема, аналогичная рис.1,а, при использовании в качестве ключа K2 неуправляемого вентиля.

#### Алгоритмы управления токами электрической машины при использовании широтно-импульсных транзисторных преобразователей

Наибольшее применение при построении замкнутых контуров регулирования тока в современных электроприводах на базе транзисторных преобразователей нашли два способа:

- контур тока с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) при использовании П- или ПИ-регулятора тока на базе подхода вибрационной линеаризации;
- релейный контур регулирования тока (РКТ) [4].

Оба подхода имеют свои преимущества и недостатки, главные из которых можно сформулировать следующим образом:

- в РКТ постоянной величиной является амплитуда пульсаций тока (так называемая "трубка тока" или "токовый коридор"):  $\Delta i = \Delta u$ , однако частота автоколебательного режима переменна –  $f_k = \text{var}$ ;

– контур с ШИМ работает при постоянной частоте коммутации  $f_k = \text{const}$ , но с переменным уровнем пульсаций  $\Delta i = \text{var}$ .

Некоторые результаты по исследованию автоколебательных режимов в этих контурах приведены в [3]. Приведем здесь без вывода более полный обзор аналитических выражений необходимых для расчета этих таких контуров и выбора их параметров.

Для контура с ШИМ наибольший интерес представляет амплитуда пульсаций тока:

для ОЯ (рис.1,а):

$$\Delta i = (i_{\max} - (1 - \rho)v / r_2)(1 - e^{-(1-\gamma)\tau_1}), \quad (1)$$

где

$$i_{\max} = \frac{(1 - (1 - \rho)v) / r_1 (1 - e^{-\gamma\tau_1}) -}{\rho(1 - e^{-\gamma\tau_1} e^{-(1-\gamma)\tau_2})} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{-(1 - \rho)v / r_2 (1 - e^{-(1-\gamma)\tau_2}) e^{-\gamma\tau_1}}{1 - e^{-\gamma\tau_1} e^{-(1-\gamma)\tau_2}};$$

$\gamma = \mu_c \rho + (1 - \rho)v$ ;  $r_1 = R_1 / R_{я}$ ;  $r_2 = R_2 / R_{я}$  – относительные дополнительные сопротивления;

для ОВ (рис.1,б):

$$\Delta i_{\text{в}} = k_{\Phi} \frac{(1 + e^{-\tau})(1 - e^{-\tau k_{\Phi} i_{\text{в.3}}})}{1 - e^{-\tau}}, \quad (2)$$

где  $k_{\Phi} = U_{\text{в.мах}} / U_{\text{в.н}}$  – коэффициент форсировки, необходимое превышение напряжение питания ОВ над номинальным напряжением возбуждения;  $i_{\text{в.3}}$  – заданный ток возбуждения.

Введем частоту и относительный период коммутации:

$$f_k = \frac{1}{\tau T_i}; \quad \tau = \frac{T}{T_i} = \frac{1}{f_k T_i}, \quad (3)$$

где  $T = 1 / f_k$  – период и частота коммутации силовых ключей соответственно;  $T_i = T_{я}$  либо  $T_i = T_{в}$  в зависимости от контекста.

Расчетные соотношения для силовой схемы рис.1,а при  $L_2 = L_1$ ,  $R_2 = R_1$  могут быть получены из соответствующих выражений при  $L_2 \neq L_1$ ,  $R_2 \neq R_1$  путем предположения, что  $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ . Приведем формулу амплитуды пульсаций тока якоря в схеме рис.1,а для случая  $L_2 = L_1$ ,  $R_2 = R_1$ :

$$\Delta i = \frac{1}{\rho} \frac{(1 + e^{-\tau})(1 - e^{-\tau(\mu_c \rho + (1 - \rho)v)})}{1 - e^{-\tau}}. \quad (4)$$

На рис.2,а показан график, иллюстрирующий эту зависимость при  $\tau = 0,1$ ,  $\rho = 0,2$  в функции частоты вращения и нагрузки электропривода.

Частоты автоколебательного режима РКТ:

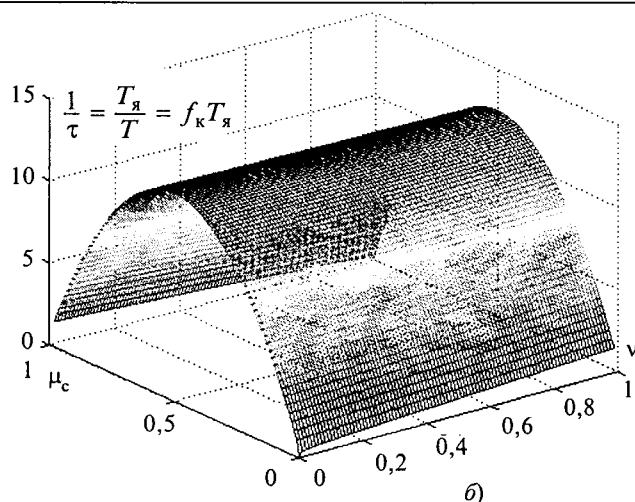
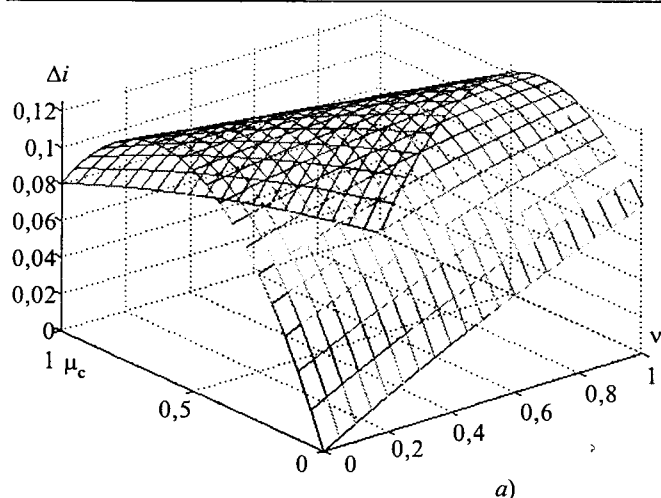


Рис.2

для ОЯ (рис.1,а)

$$\tau = -\ln \left[ \frac{\mu_c \rho + (1 - \rho) v / r_1 + \Delta u \rho - 1 / r_1}{\mu_c \rho + (1 - \rho) v / r_1 - \Delta u \rho - 1 / r_1} \right]^{\tau_1} \times \left[ \frac{\mu_c \rho + (1 - \rho) v / r_2 - \Delta u \rho}{\mu_c \rho + (1 - \rho) v / r_2 + \Delta u \rho} \right]^{\tau_2}; \quad (5)$$

для ОВ (рис.1,б)

$$\tau = -\ln \left[ 1 + \frac{4 k_{\phi} \Delta u}{\Psi^2 - (k_{\phi} + \Delta u)^2} \right]. \quad (6)$$

Выражение (5) иллюстрирует рис.2,б, где приведены зависимости относительной частоты коммутации при  $r_1 = r_2 = 1$ ,  $\tau_1 = \tau_2 = 1$  и  $\rho = 0,2$  в функции частоты вращения и нагрузки электропривода.

#### Организация реверса электропривода с ШИП в ОВ. Синтез логического устройства управления тормозными режимами

Одной из проблем при построении двухзонного ЭП на базе изложенных выше силовых схем и способов управления ими является возникновение в тормозных режимах и при некорректном управлении реверсом ЭП "неконтролируемых" бросков тока, вызванных противо-ЭДС двигателя. Эти броски тока могут существенно превышать допустимое с точки зрения условий нормальной коммутации значение  $-i = \lambda$ .

Наиболее очевидным способом ограничения тока является зависимое управление потоком двигателя в функции скорости на валу. При приходе логического сигнала на реверс ЭП поток должен как можно скорее поменять свой знак, однако после перехода потока через нуль (ЭДС

меняет знак, скорость еще велика) значение потока должно в каждый момент времени изменяться по следующему закону:

$$\Psi = \frac{\lambda \rho}{(1 - \rho) v}. \quad (7)$$

В выражении (8) значение  $\Psi$  эквивалентно заданному потоку на входе контура регулирования тока возбуждения. Очевидно, что в данном случае сигнал на входе контура тока возбуждения должен быть обратно пропорционален скорости на валу, его можно достичь за счет введения в регулятор ЭДС (РЭ) звена деления. Выход РЭ при этом должен быть ограничен, что реально всегда имеет место. Тогда при высоких частотах вращения поток будет нарастать слабо, не давая тем самым току якоря быть больше  $\lambda$ , при снижении скорости (падение ЭДС) восстановится номинальное значение потока (с противоположным знаком) и процесс реверса завершится.

Исследования этого способа реверса, не требующего дополнительного логического устройства, но требующего введения звена деления в РЭ, показало, что время реверса сильно (иногда недопустимо) увеличивается в особенности при малых значениях статического момента на валу. Однако этот способ регулирования следует признать единственно возможным при питании ОЯ по силовой схеме рис.1,а и использовании вместо К2 неуправляемого вентиля.

В силовой схеме рис.1,а появляется дополнительная возможность поддержания отрицательного тока якоря за счет ЭДС и ШИМ. Однако при этом необходимо согласовать процессы торможения и реверса поля. Вначале торможение должно проходить за счет смены знака тока яко-

ря, как и в традиционных схемах построения ЭП. Это возможно, так как ключ К2 является управляемым. При снижении скорости до некоторого минимального уровня необходимо максимально быстро реверсировать поток до номинального значения с противоположным знаком. Ток якоря в этом случае не должен по модулю превышать допустимое значение. Поставим задачу нахождения такого значения скорости  $v_r$ , при котором необходимо начинать реверс поля с максимальным быстродействием. Очевидно, что, если бы переходной процесс реверса поля проходил бы мгновенно, то  $v_r = 0$ . Однако при учете времени снижения потока от номинального до нуля

$$\tau_0 = \frac{t_0}{T_b} = -\ln \frac{k_\phi}{1 + k_\phi} \quad (8)$$

можно получить следующее выражение:

$$v_r = \frac{\tau_m \rho}{1 - \rho} \left[ k_\phi \lambda \left( 1 - \ln \frac{k_\phi}{1 + k_\phi} \right) + \mu_c \ln \frac{k_\phi}{1 + k_\phi} \right], \quad (9)$$

где  $\tau_m = T_b / T_m$  – отношение электромагнитной постоянной времени цепи возбуждения к электромеханической постоянной времени.

Выражение (9) существенно зависит от параметров двигателя и нагрузки, хотя, как показали исследования, от момента нагрузки зависит незначительно, и в большинстве случаев на практике можно использовать лишь первое слагаемое (9). Тем не менее, радикальным способом исключения параметрических зависимостей является управление реверсом поля под контролем замкнутого контура регулирования тока якоря, что и следует признать наиболее перспективным способом дальнейших исследований. Здесь же рассмотрим способ управления реверсом при использовании логического устройства, порог срабатывания которого определяется (9).

Анализировать выражение (9) удобно с помощью графиков рис.3. На рис.3,а приведены зависимости скорости начала реверса от коэффициента форсировки для различных значений момента сопротивления ( $\tau_m = 0,1$ ,  $\rho = 0,1$ ), а на рис.3,б, те же зависимости – при различных  $\tau_m$  и  $\mu_c = 0$ .

Полная структурная схема ЭП с ЛУ построенным на основании (9) приведена на рис.4,а. Данная структурная схема соответствует модели программного пакета MATLAB с использованием приложения Power System Blockset и содержит логическое устройство (Logic Block), регулятор скорости (Speed Controller), релейные

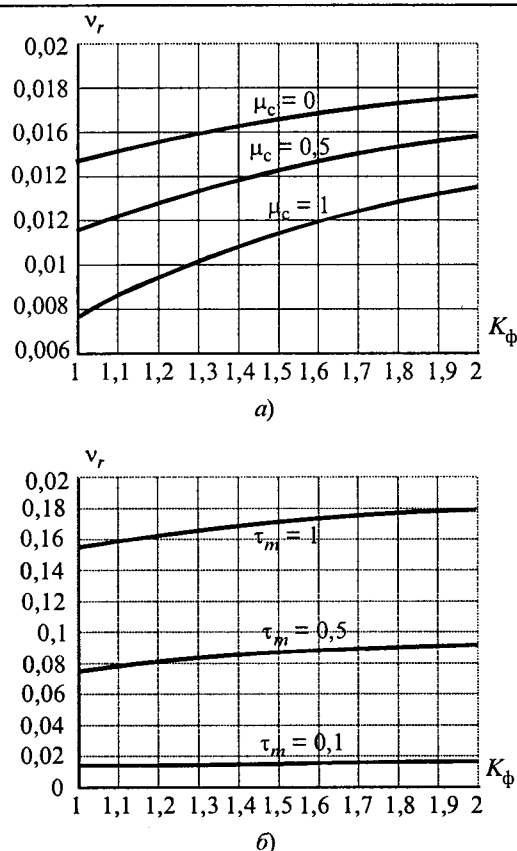
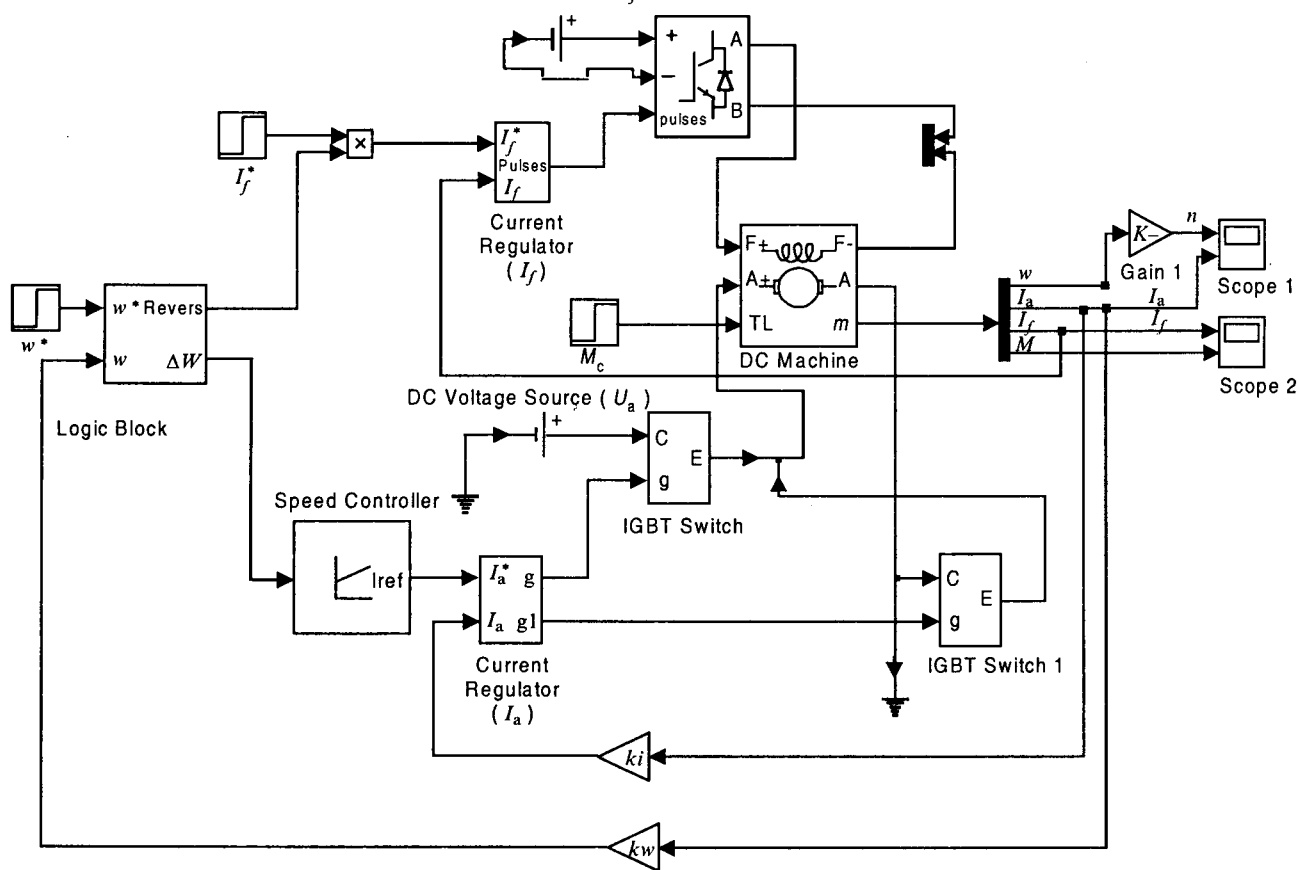
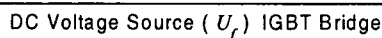


Рис.3

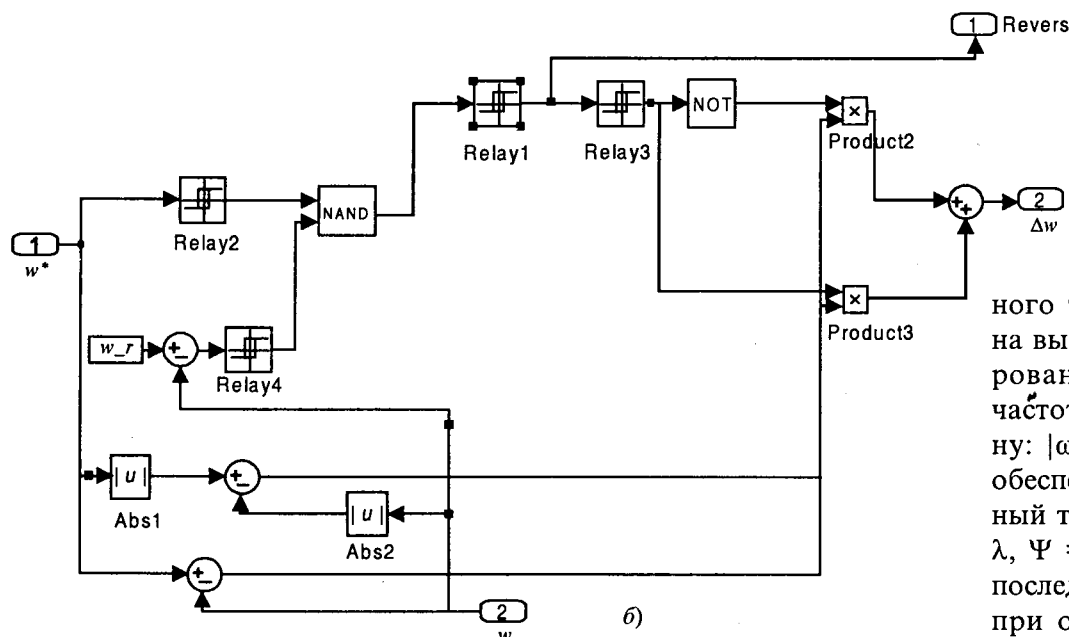
регуляторы токов (Current Regulator). В качестве ШИП в ОБ использован готовый блок Power System Blockset – IGBT Bridge, соответствующий силовой схеме рис.1,б. Для моделирования силовой схемы рис.1,а использованы блоки Switch.

Наибольший интерес представляет собой логическое устройство, структурная схема которого приведена на рис.4,б. Данная схема по существу содержит два входных ( $w^*$  – задание на скорость,  $w$  – сигнал обратной связи по скорости) и два выходных сигнала (сигнал ошибки по скорости  $\Delta w$  и сигнал, изменяющий полярность задания на входе контура тока возбуждения – Revers). Кроме того, схема содержит сигнал уставки, задающий скорость, при которой следует начинать реверсировать поток –  $w_r$  ( $v_r$  определена по (10)).

Система работает следующим образом: при положительном задании скорости Relay2 выдает логическую единицу, а Relay4 логический ноль за счет большого сигнала отрицательной обратной связи по скорости (все реле выполнены без гистерезиса). На выходе блока И-НЕ (NAND) имеем логическую единицу, которая приводит к выдаче с выхода Relay1 сигнала +1, а Relay3 разрешает формировать ошибку по скорости в соответствии с формулой:  $\omega_3 - \omega$ . При



*a)*



ного тока возбуждения ( $-1$  на выходе Relay1) и формированию рассогласования частоты вращения по закону:  $|\omega_3| - |\omega|$ . Тем самым обеспечиваются максимальный темп торможения  $i = -\lambda$ ,  $\Psi = 1$  до скорости  $v_r$  и последующий реверс потока при одновременной смене задания на ток якоря  $i = \lambda$ .

**Рис.4**

## Моделирование

выдаче сигнала на реверс сигнал Relay2 меняет свое значение на логический нуль, однако это не меняет ситуации, так как нулю по-прежнему равен сигнал Relay4. И лишь при снижении скорости до  $\tau$ , происходит срабатывание Relay4, которое переключает и NAND в логический нуль. Это приводит к смене полярности задан-

Моделирование проводилось для двигателя МИ-11 с помощью программного пакета MATLAB с приложением Power System Blockset в структурной схеме рис.4.б.

На рис.5,а приведен график моделирования процесса реверса с номинальной скорости до

номинальной отрицательной с предложенным в данной работе логическим устройством для  $\mu_c = 0,5$ .

Рис.5,а показывает процесс в рассматриваемой системе при реверсе с максимальной частоты вращения  $\nu = 2$ , до максимальной же, но с отрицательным знаком.

Приведенные графики цифрового моделирования в рассматриваемой системе показывают ее работоспособность и эффективность: удается обеспечить высокое быстродействие процессов управления электроприводом при ограничении тока якоря. Необходимо также заметить, что ключевым моментом при синтезе такой системы является правильный выбор скорости начала реверса, который можно осуществить, используя выражение (10). Так как наличие статического момента ускоряет процесс реверса, то при неопределенном значении  $\mu_c$  можно пользоваться выражением (10) при предположении  $\mu_c = 0$ . Дополнительные исследования, результаты которых здесь не приводятся, показали, что это допущение не приводит к существенным искажениям процессов реверса.

Проведенный анализ позволяет утверждать,

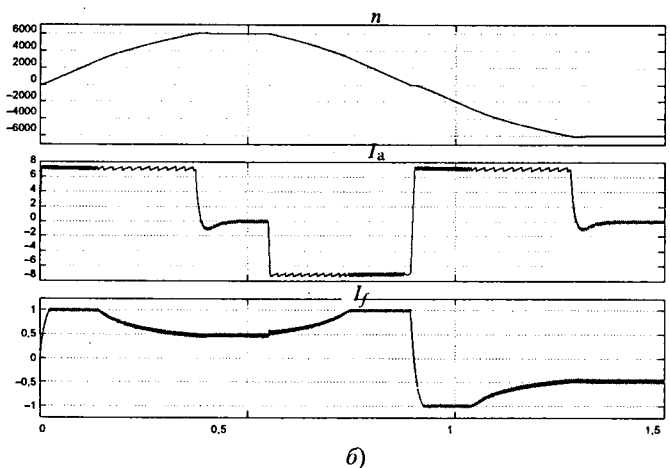
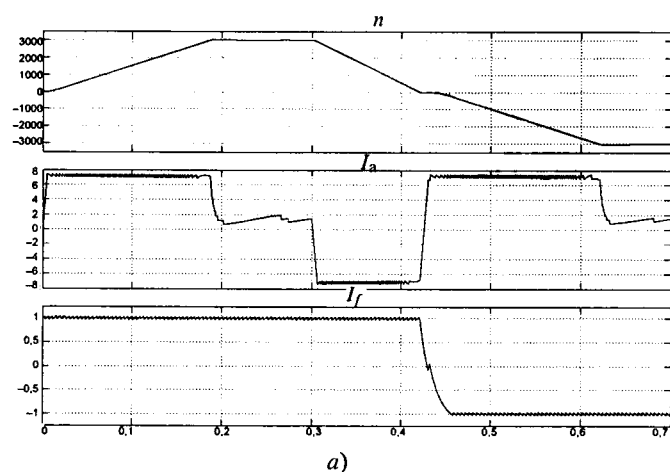


Рис.5

что в целом использование такого способа построения двухзонного ЭП является перспективным как с технической, так и с экономической точек зрения. Полученные выражения для параметров автоколебательного и тормозного режимов дают разработчикам автоматизированного ЭП инструмент для синтеза подобных систем.

## Выводы

1. Применение полностью управляемых транзисторных ключей позволяет создавать новые алгоритмы управления реверсом электропривода по цепи возбуждения.

2. Предложено логическое устройство, позволяющее реализовать рациональный в смысле быстродействия процесс реверса поля электропривода постоянного тока.

3. Применение предложенного логического устройства позволяет сократить время реверса электропривода по цепи возбуждения на 10–20% по сравнению с вариантом, когда реверс потока начинается сразу после прихода сигнала на изменение направления вращения привода.

## Список литературы

1. Гольц М.Е., Гурзенко А.Б., Остреров М.М. и др. Быстродействующие электроприводы постоянного тока с широтно-импульсными преобразователями // М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0. М.: Корона-принт. 2001.
3. Шрейнер Р.Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов. Ч. 1. Электроприводы постоянного тока с подчиненным регулированием координат. Екатеринбург: Изд-во Уральского ГПУ, 1997.
4. Симаков Г.М., Гринкевич Д.Я. Способ согласования зон регулирования скорости в двухзонном транзисторном электроприводе постоянного тока // Электротехника. № 11. 2000. С.25–29.



**Симаков Геннадий Михайлович** – профессор кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" НГТУ. Окончил электромеханический факультет Новосибирского электротехнического института в 1964 г. Кандидатскую диссертацию по теме "Теоретическое исследование оптимальных по быстродействию управлений электроприводом постоянного тока по двум каналам воздействий" защитил в 1969 г.

**Гринкевич Дмитрий Яковлевич** – доцент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" НГТУ. Окончил электромеханический факультет НГТУ в 1995 г. Кандидатскую диссертацию по теме "Позиционный микроэлектропривод с двухканальным управлением" защитил в 2000 г.



# **Разработка электромеханической системы испытательного стенда для электромеханического усилителя рулевого управления автомобиля**

**БОРОДИН А.М., ШЕВЧЕНКО А.Ф., НЕСТЕРЕНКО В.М., НОВГОРОДЦЕВ С.С.**

*Рассмотрены методологические аспекты построения электромеханической системы испытательного стенда. Сформулирована необходимость использования системных принципов построения испытательного стенда. Проведённый анализ двух вариантов функциональных схем стенда позволяет сделать выбор и синтезировать оба варианта локальных систем автоматического регулирования, соответствующих требуемому пункту программы испытаний СЭМУРУ. Показано, что противоречие между точностью моделирования и степенью внутреннего соответствия составляет основу проблемы синтеза локальных систем электроприводов, заменяющих элементы системы оригинала.*

Практически все зарубежные автомобили в настоящее время снабжены усилителем руля. До середины 90-х годов это были преимущественно гидроусилители (ГУР). Но сейчас они очень интенсивно заменяются электромеханическими. Все электроусилители (ЭМУР) руля, выпускаемые за рубежом, имеют быстроходный двигатель и понижающий механический редуктор. По такому же пути пошли и российские разработчики (НПО "Энергия", г. Воронеж).

В г. Новосибирск (НГТУ и НПО "Элсиб" ОАО) совместно с ОАО "Автоэлектроника", г. Калуга разработан проект ЭМУР без механического редуктора [1]. Это стало возможно благодаря применению многополюсного высокомоментного двигателя с постоянными магнитами, созданного на кафедре электромеханики НГТУ. Такой двигатель в габаритах современных ЭМУР способен создать почти такой же величины вращающий момент, что и быстроходный двигатель с механическим редуктором. Его применение значительно упрощает конструкцию ЭМУР и повышает надёжность.

Разработка усилителя руля (независимо от типа) невозможна без проведения стендовых испытаний. Стендовые испытания впервые разрабатываемых электромеханических систем рулевого управления являются составной частью исследований, проектирования, разработки, изготовления и наладки ЭМУР.

Объект испытаний – ЭМУР представляет собой, в общем случае, совокупность автономного источника питания и исполнительного электропривода. Как правило, каждый элемент ЭМУР – это специальные, вновь разрабатываемые электрические машины, преобразователи, источники и системы автоматического регулирования, требующие наряду с аналитическими расчётами и методами исследования, большого объёма испытаний, так как "... при создании

технических систем наиболее надёжный способ проверки новых идей и конструктивных решений – эксперимент, проводимый на всех этапах разработки" [2].

Преимущества и недостатки существующих видов экспериментальных исследований технических систем подробно изложены в [3]. Стремление сочетать достоинства натурных и модельных испытаний и избавиться от их недостатков привело к созданию испытательных стендов, которые содержат элементы рулевого управления, а взаимодействующие с ними агрегаты и внешняя среда замещаются имитаторами либо моделями.

Моделирующий испытательный стенд позволяет проводить испытания на стадии ОКР элементов ЭМУР, так как это позволяет своевременно отказаться от неперспективных элементов ЭМУР и в конечном счёте приводит к сокращению сроков и стоимости разработки. Высокая ответственность решений, принимаемых по результатам испытаний, предполагает использование системных принципов построения испытательного стенда – воспроизводимость результатов и системность оценки:

- общей, характеризующей эксплуатационные свойства автомобиля с ЭМУР (курсовая устойчивость, управляемость и комфортабельность);

- частной, определяющей характеристики ЭМУР при работе на рулевое управление автомобиля – двойственность управления, заменяемость объекта процессом, своевременность определения характеристик, безналадочная сопрягаемость при установке ЭМУР на автомобиль, возможность развития системы испытаний, экономичность средств и методов.

Предварительный анализ методов исследовательских испытаний для аналогичных объектов и испытательных стендов для них показал, что

наиболее прогрессивным видом испытаний в настоящее время является электромеханическое моделирование, когда все агрегаты и механизмы, сопряжённые с объектом испытания, на автомобиле заменяются на электромеханические динамические аналоги, обеспечивающие безопасную реализацию требуемых статических и динамических характеристик объекта испытаний при формировании скоростных и нагрузочных режимов, включая аварийные.

С учётом отмеченного функциональная схема испытательного стенда для ЭМУР приведена на рис.1.

Конструктивно ЭМУР выполнен как часть общей кинематической схемы рулевого управления автомобиля, устанавливаемая между рулевым колесом и реечным механизмом, поэтому совокупность

"ЭМА1 – ЭМУР – ЭМА2" является уже моделью системы рулевого управления автомобиля, так как на стенде только ЭМУР является элементом системы оригинала, а остальные элементы системы оригинала заменены на другие элементы и процессы.

Как известно, фундаментальным вопросом стендовых испытаний является правомерность заключения о свойствах рулевого управления и автомобиля в целом по результатам исследования – испытания его модели. Иными словами, степень правомерности заключения тем выше, чем ближе (точнее) статические и динамические характеристики ЭМА1 и ЭМА2 к тем же характеристикам заменённых элементов системы оригинала.

Это фундаментальное требование о правомерности заключения для принятой кинематической схемы ЭМС стенда записывается в виде условий (1), соблюдение которых обеспечивает правомерность заключения и которые являются необходимыми условиями достоверности стендовых испытаний:

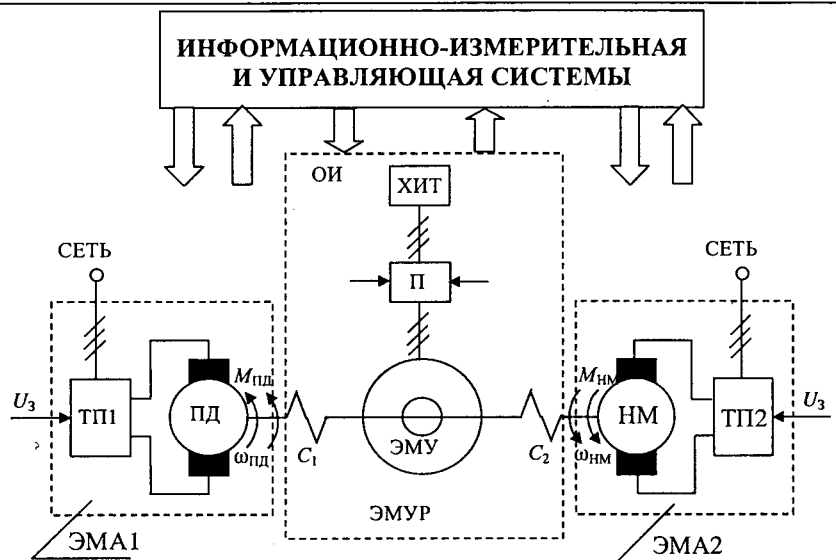


Рис.1. Функциональная схема первого элемента:

ПД, НМ – приводной двигатель и нагрузочная машина; ТП1, ТП2 – тиристорные преобразователи; ЭМА1 – электромеханический аналог "водитель – рулевое колесо"; ЭМА2 – аналог "реечный механизм – рулевые тяги – рычаги стоек – управляемые колёса – дорога"; ОИ – объект испытания – ЭМУР с химическим источником тока – ХИТ, преобразователем – П, электромеханическим усилителем – ЭМУ, с упругим торсионом  $C_1$  и упругой эластичной муфтой  $C_2$

для ЭМА1

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{ПД}}^{\text{ст}}(t) &= M_1^{\text{н}}(t); \\ \omega_{\text{ПД}}^{\text{ст}}(t) &= \omega_1^{\text{н}}(t); \end{aligned} \right\}$$

для ЭМА2

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{НМ}}^{\text{ст}}(t) &= M_{\text{УЗ}}^{\text{н}}(t) + M_3(t) = M_{\text{УЗ}}^{\text{н}}(t); \\ \omega_{\text{НМ}}^{\text{ст}}(t) &= \omega_3^{\text{н}}(t). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

В (1) приняты обозначения: переменные состояния электромеханической системы стенда с индексом "ст", а переменные состояния натурной кинематической схемы рулевого управления из [3] индексом "н".

Структурные схемы рулевого управления

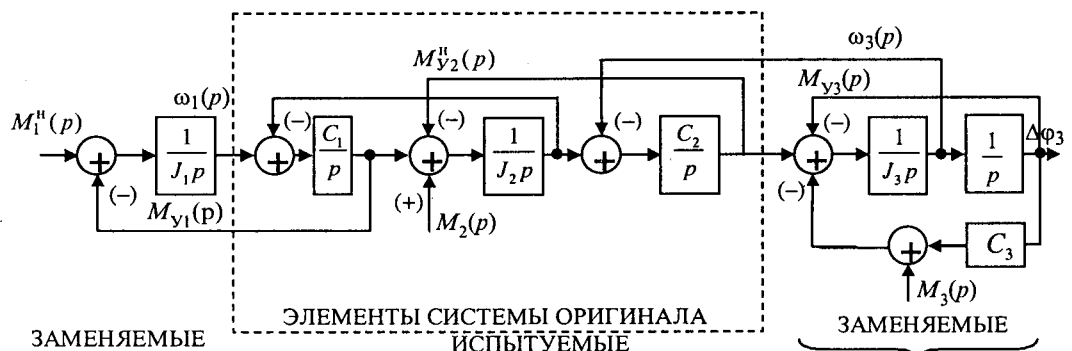


Рис.2. Структурная схема рулевого управления – оригинала



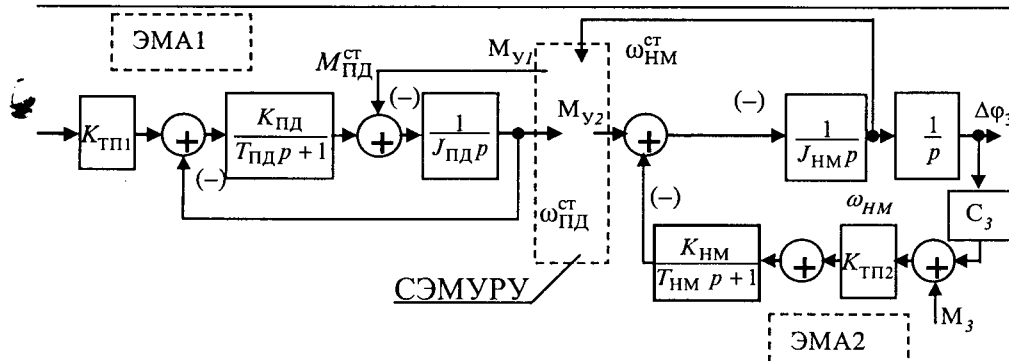


Рис.3. Структурная схема ЭМС с элементами системы оригинала

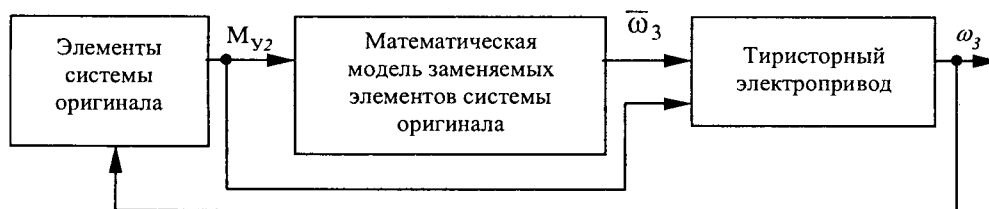


Рис.4. Функциональная схема взаимодействия объекта испытания с ЭМА2 с полным внутренним соответствием

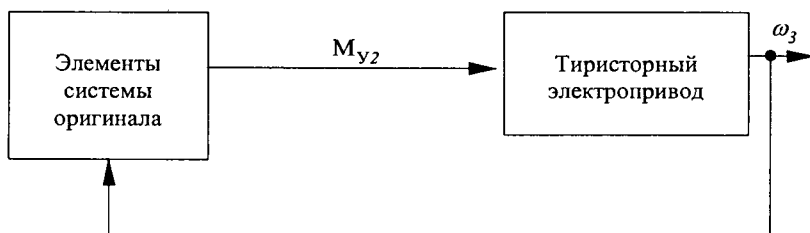


Рис.5. Функциональная схема взаимодействия объекта испытания с ЭМА2 с функциональным подобием

оригинала и стенда приведены соответственно на рис.2 и 3, где  $J_1, J_2, J_3$  – моменты инерции рулевого колеса, ротора ЭМУ, управляемых колёс;  $C_1, C_2, C_3$  – жёсткости торсиона, эластичной муфты, шин управляемых колёс;  $J_{ПД}, J_{НМ}$  – моменты инерции ПД и НМ;  $T_{ПД}, T_{НМ}$  – электромагнитные постоянные времени якорных цепей ПД и НМ.

Из сравнения рис.2 и 3 видно, что в стендовых условиях рулевое колесо заменено на тиристорный электропривод – ЭМА1 и управляемые колёса с упругими шинами заменены также на тиристорный электропривод – ЭМА2.

Поэтому для достоверности результатов испытаний ЭМУР на стенде требуется адекватность математических моделей заменяемых элементов системы оригинала и тиристорных электроприводов стенда, воспроизводящих воздействия на объект испытания – ЭМУР.

Таким образом, получение адекватности поведения координат объекта испытания в реальных условиях является определяющим фактором

синтеза систем автоматического регулирования ЭМА1 и ЭМА2 стенда. Иными словами задачей синтеза электромеханической системы испытательного стенда является обеспечение адекватности математических моделей электромеханических аналогов и заменяемых элементов системы оригинала, выполняющей реализацию условий (1).

При синтезе возможны принципиально два полярных варианта структурных схем для ЭМА1 и ЭМА2 стенда.

Первый вариант структурной схемы содержит звенья математической модели заменяемых элементов системы оригинала, а звенья тиристорного электропривода с помощью средств синтеза (корректирующих устройств, обратных связей и т.п.) приобретают свойства высокоточных систем стабилизации (угла поворота,

скорости, момента, упругого момента, тока в зависимости от координат сопряжения с элементами объекта испытания). В этом случае степень внутреннего соответствия ЭМА и заменяемых элементов системы оригинала наибольшая.

Другой вариант синтеза предполагает с помощью средств синтеза приблизить математическое описание замкнутых систем регулирования электроприводов ЭМА1 и ЭМА2 к математическому описанию заменяемых элементов системы оригинала. В результате для этого варианта степень внутреннего соответствия заменяемых элементов системы оригинала и ЭМА1 ЭМА2 – наименьшая.

На рис.4 и 5 приведены функциональные схемы взаимодействия объекта испытания с одним из ЭМА стенда для двух вариантов синтеза соответственно. Анализ принятых к рассмотрению вариантов синтеза ЭМА можно провести путём сравнения динамических ошибок по воспроизведению координат взаимодействия с объектом испытания.

Для схемы рис.4 динамическая ошибка моделирования содержит две составляющие:

$$\delta_{\Sigma}(t) = \delta_m(t) + \delta_n(t), \quad (2)$$

где  $\delta_m(t)$  – ошибка приборной модели, реализующей математическую модель заменяемых элементов системы оригинала;  $\delta_n(t)$  – динамическая ошибка тиристорного электропривода, который преобразует сигнал приборной модели заменяемых элементов в требуемую физическую величину.

Ошибка приборной модели  $\delta_m(t)$  является разрешённой величиной, обусловленной неточностью математического описания заменяемых элементов. Поэтому для получения высокого качества моделирования заменяемых элементов на стенде необходимо в этом случае, чтобы динамическая ошибка тиристорного электропривода стремилась к нулю.

При функциональном подобии (рис.5) динамическая ошибка моделирования определяется только динамической ошибкой электропривода, которая является разрешённой величиной, определяемой неточностью математической модели заменяемых элементов системы оригинала.

### Выводы

Анализ показал, что принципиально достижимая точность динамического моделирования тем выше, чем меньше требуемая степень внутреннего соответствия ЭМА стенда и заменяемых элементов системы оригинала.

Это противоречие между точностью моделирования и степенью внутреннего соответствия составляет основу проблемы синтеза как ЭМА1, так и ЭМА2.

### Список литературы

1. Пат. 2181091 РФ. Электромеханический усилитель руля автомобиля / Н.А. Канискин, А.С. Постников, Б.Ф. Симонов, А.Ф. Шевченко // Открытия. Изобретения. 2002. № 10.
2. Хилл П. Наука и искусство проектирования. М.: Мир, 1973.
3. Кочубиевский Н.Д. Динамическое моделирование и испытание технических систем. М.: Энергия, 1978.
4. Бородин А.М. Автоматизированный электропривод испытательного стенда для электромобиля: Дисс....канд. техн. наук. – Новосибирск, 1988. – 290 с.

**Бородин Анатолий Михайлович** – канд. техн. наук, доцент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" НГТУ. Окончил электротехнический факультет Новосибирского электротехнического института в 1972 г. Кандидатскую диссертацию по теме "Автоматизированный электропривод испытательного стенда для электромобиля" защитил в 1988 г.

**Шевченко Александр Фёдорович** – доктор техн. наук, проф., заведующий кафедрой электромеханики Новосибирского государственного технического университета (НГТУ). В 1971 г. окончил Новосибирский электротехнический институт по специальности "Электрические машины и аппараты". Диссертацию на соискание учёной степени доктора технических наук по теме "Электромеханические преобразователи энергии с модулированным магнитным потоком" защитил в 1999 г. в НГТУ.



**Нестеренко Василий Михайлович** – старший научный сотрудник кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" НГТУ. Окончил электротехнический факультет Новосибирского электротехнического института в 1980 г.

**Новгородцев Сергей Сергеевич** – аспирант кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" НГТУ. Окончил электротехнический факультет НГТУ в 2002 г.

## Согласование параметров источников питания и электрических режимов работы вакуумных плазмотронов с полыми катодами

ЧЕРЕДНИЧЕНКО М.В., ГРАМОЛИН А.В., ШКРЕТ С.П.

*Рассмотрены результаты экспериментальных исследований электрических характеристик вакуумных плазмотронов с полым катодом и обоснованы технические требования к источникам питания, включая принципы согласования параметров в цепи: плазмотрон – токоподвод – управляемый выпрямитель.*

Для питания сильноточных дуг вакуумных плазмотронов с полыми катодами в принципе могут использоваться управляемые выпрямители

переменного тока, обеспечивающие деформацию формы кривой напряжения на выходе за счет фазного, широтно-импульсного, время-им-

пульсного или смешанного управления. При этом в той или иной степени изменяется качество преобразованного напряжения при регулировании мощности от нуля до номинального значения, а коэффициент преобразования по напряжению всегда меньше единицы. Схемы таких источников оказываются простыми, не содержащими внутри себя реактивных элементов и, следовательно, не вызывающими трудностей при согласовании параметров специфической нагрузки (вакуумных плазматронов) с источниками питания. В этом случае важно знать эксплуатационные параметры вакуумных плазматронов, режимы их работы и последовательность их осуществления во времени.

Оптимизация схемно-конструктивных решений источников питания и оптимального согласования их характеристик с нагрузкой определяются работой вакуумных плазматронов в диапазоне режимов, которые обеспечивают устойчивую и безаварийную эксплуатацию промышленных установок. Для получения рабочих характеристик вакуумных плазматронов рассмотрим эту задачу на наиболее простом примере – работе вакуумного плазматрона от источника питания при управлении напряжением за счёт фазового регулирования. В этом случае независимо от схемы выпрямителя управление осуществляется изменением времени открытия вентиля по отношению к синусоидальному напряжению питающей сети и определяется углом открытия, который может изменяться от  $180^\circ$  до нуля. В таких режимах только среднее значение выпрямленного тока изменяется плавно. Мгновенное значение напряжения изменяется скачкообразно и при углах открытия, близких к  $180^\circ$ , режим работы дуги становится прерывистым, т.е. импульсным по напряжению со значением, равным нулю в промежутках между импульсами. При других углах открытия, когда выпрямитель выдаёт почти полное напряжение, характер выпрямленного напряжения приближается к постоянному. При работе дуги в широком диапазоне изменений тока и напряжения режимы проходят все стадии от импульсного до непрерывного. Поэтому согласование параметров источника питания и вакуумных плазматронов необходимо осуществлять для каждого диапазона изменений тока и напряжений.

#### **Анализ электрических характеристик вакуумных плазматронов с полыми катодами в пусковых, рабочих и аварийных режимах**

Рассмотрим особенности работы вакуумных плазматронов в различные периоды как нагруз-

ку источников питания. Статические вольт-амперные характеристики дугового разряда имеют интегральный характер, определяют параметры источника питания и характеризуют условия согласования отдельных участков в замкнутой цепи: разряд – токоподвод – источник питания. На рис.1 приведены типичные обобщённые статические вольт-амперные характеристики вакуумных дуговых разрядов в различных режимах и конструктивных исполнениях промышленных плазматронов для диапазона мощностей от 250 до 500 кВт при питании от управляемых выпрямителей. Цилиндрические и кольцевые полые катоды обеспечивают устойчивое горение вакуумных разрядов с диффузионным катодным пятном, что определяет более низкие плотности токов, меньшую эрозию катодов и, следовательно, длительность эксплуатации. Для свободно горящих дуг на торцевых катодах характерными режимами бывают контрагированные катодные пятна с высокой плотностью выделяющейся энергии, повышенной эрозией катодов и, как правило, более низким сроком беспрерывной работы. Сравнение характеристик 1, 2 с характеристикой 3 показывает, что режимы работы с полыми катодами оказываются предпочтительными за счёт более высокого напряжения и, следовательно, меньшего тока при равных мощностях.

В рабочих режимах плазматронов с полыми катодами по случайным причинам возможны переходы разряда в режим с контрагированным катодным пятном вследствие того, что ВАХ такой дуги лежит ниже ВАХ дуги с полыми катодами (см. рис.1). Обратный же переход без внешнего воздействия невозможен.

Переход в режим вакуумной дуги с контрагированным катодным пятном сопровождается увеличением тока и плотности тока на катоде, значительным увеличением эрозии катода и от-

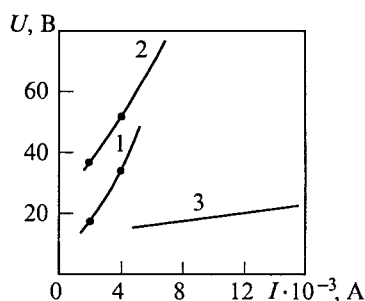


Рис.1. Вольт-амперные характеристики вакуумной дуги с цилиндрическим полым катодом (1), кольцевым полым катодом (2) и контрагированным катодным пятном для свободногорящей дуги (3)

носится к аварийным режимам. Поэтому развитие такого режима должно быть быстро приостановлено. Ликвидация аварийного режима вакуумной дуги обычно осуществляется отключением источника питания на время, достаточное для деионизации плазмы в столбе разряда и внутри полости катода (газодинамического выноса высокоионизированной плазмы из полости катода) [1]. При этом время отключения источника питания должно быть меньше времени значительного понижения температуры катода. Для увеличения тепловой постоянной времени катоды промышленных плазмотронов выполняются массивными [2]. Последующий плавный подъём напряжения и тока приводит обычно к восстановлению режима дуги с полым катодом.

Время бестокового режима и вероятность восстановления режима дуги с полым катодом определяется временем действия случайных дестабилизирующих факторов. Практика промышленной эксплуатации вакуумных плазмотронов показывает, что это время достаточно мало, так как конкретные причины возникновения дестабилизирующих факторов хотя и многообразны, но, как правило, требуется действие одновременно нескольких факторов, чтобы произошёл срыв режима с полым катодом. Такие ситуации, совмещённые во времени, не могут поддерживаться длительное время.

К особенностям работы вакуумных плазмотронов с полыми катодами относится необходимость обеспечивать пусковые режимы, в которых полый катод разогревается до температур появления термоэмиссии, с питанием от пускового источника. Основным источником питания подключается при снижении напряжения на разряде до 60–80 В и в этот период времени обеспечивает работу плазмотрона на минимальном токе. Ток увеличивается в течение 3–5 мин в зависимости от номинальной мощности плазмотрона. Исходя из этого, можно сделать вывод, что основным источником питания должен обеспечивать работу системы ликвидации аварийных режимов.

Наиболее полно удовлетворяет этим требованиям управляемый источник питания с системой отрицательной обратной связи по току. При срыве дуги с полым катодом в аварийный режим с контрагированным пятном вследствие различия в ВАХ ток разряда резко возрастает. При этом возрастает сигнал отрицательной обратной связи, намного превышающий сигнал задания тока при рабочем режиме, и подача напряжения на разряд источником питания пре-

кращается. Время выключения для ликвидации аварийного режима определяется временем от начала срыва до закрывания вентилей и при трёхфазном питании частотой 50 Гц  $\tau \leq 6,7 \cdot 10^{-3}$  с при условии, что постоянная времени срабатывания системы обратной связи достаточно мала ( $\tau_{o.c} \leq 10^{-5}$  с).

Для обеспечения этого требования необходимо, чтобы индуктивность токоподвода была минимальна для предотвращения увеличения времени срабатывания обратной связи. При  $\tau_{o.c} \geq 10^{-5}$  с система обратной связи не обеспечивает защиту вакуумного плазмотрона от аварийных режимов. Время необходимой паузы ( $\tau_n$ ) для ликвидации аварийных режимов зависит от скорости деионизации промежутка катод–анод (в том числе внутри полости катода) и с точки зрения надёжного срыва аварийного режима должно быть большим. С другой стороны, оно ограничено возможностью восстановления режима дуги с полым катодом, зависящим от конструкции катода и динамики электрических режимов, тепловой постоянной времени катода и индуктивного сопротивления токоподвода. Фактически установлено, что  $\tau_n < 1$  с. После паузы напряжение должно плавно подниматься без резких скачков, так как броски напряжения могут служить фактором дестабилизации и, следовательно, могут приводить к повторному зажиганию вакуумной дуги с контрагированным пятном. С этим же процессом связана вся система охлаждения катода. Необходимо, чтобы тепловые постоянные времени всех элементов, на которые может перемещаться дуговой разряд с контрагированным пятном, обеспечивали такое охлаждение, чтобы во время паузы локальные области могли охладиться до температуры ниже существования интенсивной термоэмиссии. Время плавного подъёма напряжения, включая и время паузы, выбирается равным  $\tau = 0,02$  с.

Для сравнительного анализа изменения параметров дуги с полым катодом при питании от управляемого выпрямителя были исследованы экспериментально два крайних случая: работа вакуумного плазмотрона на постоянном токе, когда в качестве источника питания использовался машинный генератор, и работа плазмотрона от управляемых выпрямителей. В экспериментах использовались трёхпульсный, шестипульсный и двенадцатипульсный управляемые выпрямители. На рис.2 приведены ВАХ дуги с полым катодом при питании от машинного генератора без пульсаций напряжения и от трёхпульсного выпрямителя с изменяющимся на-

пряжением по величине и форме. Для шестипульсного и двенадцатипульсного выпрямителей характеристики располагаются в заштрихованной области между характеристиками 1 и 2. Параметры катода плазмотрона: вольфрам, внутренний диаметр  $d_1 = 10^{-2}$  м, газ аргон  $G = 1,3 \cdot 10^{-5}$  кг/с. Номинальный ток плазмотрона 1300 А. Номинальный ток управляемого выпрямителя 1500 А. Сравнение этих характеристик позволяет сделать вывод, что при малых токах среднее напряжение на дуге при питании от выпрямителя больше, чем на постоянном токе.

Эти различия в ВАХ разряда являются неотъемлемым свойством дуговых разрядов с полыми катодами, так как мгновенные значения термоэмиссионного тока определяются логарифмической зависимостью от приэлектродной напряжённости электрического поля ( $E_k = U_k/d_d$ , где  $U_k$  – мгновенное значение напряжения на катоде разряда,  $d_d$  – линейный размер Дебая), а температура катода  $T_k$  линейно зависит от параметров плазмы ( $T_i, T_{oe}$  – температуры ионной и электронной составляющей обратного электронного тока из плазмы на катод). Поэтому вводимая мощность в разряд при питании от управляемого выпрямителя в диапазоне изменяющегося напряжения по значению и форме оказывается больше при одинаковых значениях эффективного тока. При достижении номинального тока для управляемого выпрямителя  $I \geq 1200$  А можно ожидать близкие значения напряжений на разряде за счёт фактического снижения пульсаций напряжения и приближения его по параметрам к напряжению, получаемому от машинного источника [1, 2].

Для выбора оптимального источника питания важно знать энергетические характеристики разряда, получаемые при различных источниках питания. На рис.3 приведены зависимо-

сти термического КПД, рассчитанного как отношение мощности, выделяющейся на аноде, к полной мощности разряда от тока ( $\eta = P_a / P_\Sigma$ ). Как видно, при малых токах, когда пульсации тока при питании от управляемого выпрямителя относительно велики, КПД плазмотрона ниже, чем при питании от машинного источника. По мере приближения тока к номинальному и уменьшения пульсаций значения КПД оказываются практически одинаковыми. Это связано с тем, что часть энергии, введённой в разряд в прикатодной области, теряется при распаде столба плазмы во время пауз между импульсами питания и повторного зажигания дуги при появлении следующего импульса. Интенсивность этих процессов снижается при уменьшении угла регулирования вентилей управляемого выпрямителя.

Равнозначным энергетическому параметру (КПД) для эксплуатационных характеристик является изменение эрозии полого катода в зависимости от качества питающего напряжения. На рис.4 приведены экспериментальные зависимости значений удельной эрозии катода от тока разряда при питании от различных источников питания. Возрастание удельной эрозии в диапазоне существования пульсаций тока плазмотрона определяется процессами изменений электродинамических сил обжатия столба разряда при взаимодействии тока с собственным магнитным полем [1] и газодинамическим выносом части испарившихся атомов материала катода из полости в рабочую камеру в периоды снижения напряжения и тока. При питании от машинного преобразователя атомы паров материала катода ионизируются полностью и задерживаются в полости электрическим полем внутрикатодного падения напряжения. Это подтверждается спектральными исследованиями рассматриваемых режимов работы. В пульсирующем режиме атомы материала катода наблюдаются вблизи выходного отверстия полости катода. На постоянном токе эти атомы наблюдаются только вблизи поверхности стенки катода в области

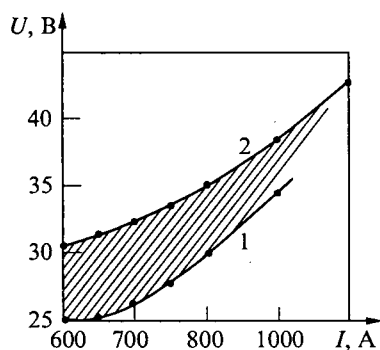


Рис.2. Вольт-амперные характеристики:

1 – машинный генератор; 2 – тиристорный источник

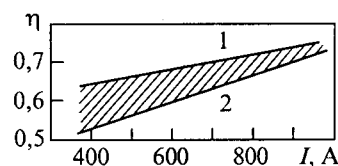


Рис.3. Зависимость термического КПД от тока разряда при питании от электромашиного источника (1) и управляемого выпрямителя (2)

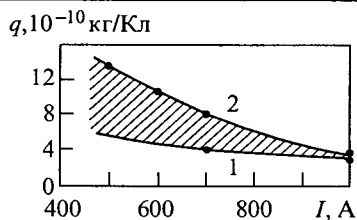


Рис.4. Зависимость удельной эрозии полого катода от тока при питании от машинного источника (1) и управляемого трёхпульсного выпрямителя (2)

диффузионного катодного пятна.

Проведённые исследования экспериментальных режимов вакуумных плазмотронов при питании от управляемых выпрямителей показывают, что оптимальное согласование параметров источников питания и плазмотрона наблюдается при работе плазмотрона в номинальном режиме источника питания, когда напряжение и ток разряда равны номинальным значениям тока и напряжения источников питания. При необходимости управления режимами работы допустимы кратковременные снижения напряжения путём фазного регулирования в пусковых режимах и работе системы защиты от аварийных режимов.

#### Технические требования к источникам питания вакуумных плазмотронов

Использование вакуумных плазмотронов в промышленных электротехнологиях позволяет создавать оборудование с высокими возможностями физико-химических воздействий на качество получаемых материалов. Реализация этих возможностей связана с оптимальными решениями в системах питания вакуумного плазмотрона. Поэтому к источникам питания необходимо предъявлять ряд требований, связанных с принципами преобразования электрической энергии в энергию плазменного потока, выходящего из полости катода [3]. Часть этих требований успешно обеспечивается в промышленных вакуумных дуговых электропечах [4].

Таким образом, обобщённые технические требования к источникам питания вакуумных плазмотронов, обеспечивающие возможность оптимального согласования параметров в цепи: источник питания – токоподвод – плазмотрон, должны включать следующие положения:

1. Низкое напряжение на дуге (до 100 В), горящей в атмосфере плазмообразующего газа при низких давлениях, вынуждает при больших мощностях плазмотронов обеспечивать большие рабочие токи ( $I \geq 10^4$  А).

2. Особенности ВАХ дуговых разрядов с полыми катодами определяют использование стабилизации тока с крутопадающей внешней характеристикой источника питания.

3. Необходимость предварительного разогрева катода до температуры появления термоэмиссионных токов и последующая эксплуатация вакуумного плазмотрона с полым катодом формируют технические требования к двум последовательным режимам – пусковому и рабочему. Пусковые режимы осуществляются в аномальном тлеющем разряде с полым катодом при напряжении  $U \leq 500$  В и токах  $I \leq 500$  А [5], а рабочие режимы – при напряжениях  $U \leq 100$  В и токах  $I \geq 300$  А. При дополнительном использовании в пусковых режимах ВЧ разряда возможно снизить максимум необходимого напряжения постоянного тока до  $U \leq 200$  В.

4. Большие тепловые постоянные времени разогрева катода и изменение его температуры в зависимости от протекающего тока определяют необходимость плавного вывода плазмотрона в рабочий режим путём изменения тока в диапазоне от минимального ( $I = 100 \div 200$  А) до номинального, а диапазон регулирования мощности предусматривать не менее, чем 1:10.

5. Для повышения надёжности работы вакуумного плазмотрона время срабатывания системы обратной связи при отключении источника для ликвидации аварийного режима  $\tau \leq 10^{-3}$  с, а время выхода источника питания на рабочий режим в процессе повторного включения после ликвидации аварийного режима  $\tau_v \geq 2 \cdot 10^{-2}$  с.

6. Отключения мощности от номинального значения на длительные периоды времени не должны быть значительными для сохранения скорости плавления слитков, нагрева порошковых материалов или изменения интенсивности других технологических процессов. С изменением мощности происходит снижение плотности плазмы в столбе разряда, ее энергетических характеристик, повышение эрозии катода и уменьшение КПД. Эти требования связаны со стабильностью параметров и режимов работы катода с диффузным катодным пятном [3] и определяют требования к дискретности регулирования мощности. Оптимальным следует считать плавное регулирование.

7. При использовании в качестве источников управляемых выпрямителей тока пульсации напряжения и тока при изменении мощности должны быть минимальными, что обеспечивается увеличением пульсности источников питания.

8. Необходимость обеспечения большого на-

пряжения для пусковых режимов и больших токов в рабочих режимах приводит к возрастанию установленной мощности источника питания. Для решения этой проблемы возможно выполнение источника питания из двух выпрямительных групп, которые включают последовательно в пусковых режимах, а в рабочих режимах переводят их на параллельную работу с одновременным переключением первичной обмотки трансформатора с треугольника на звезду [6].

Достоверность и достаточность технических требований к источникам питания и токоподводам вакуумных плазматронов доказана опытом эксплуатации вакуумной плазменной электропечи мощностью 800 кВт для переплава натрий-термических порошков тантала с получением слитков рафинированного металла [3].

#### Выводы

1. Разработаны технические требования к источникам питания вакуумных плазматронов с полыми катодами, обеспечивающие согласование параметров в системе: источник питания – токоподвод – плазмотрон.

2. Экспериментально доказана большая эффективность эксплуатационных характеристик вакуумных плазматронов с полыми катодами в режимах работы управляемых выпрямителей с минимальной пульсацией напряжения на нагрузке.

#### Список литературы

1. Cherednichenko M. V. Experimental investigations of the processes in arc discharge with hollow cathodes of variable form // Thermophysics and Aeromechanics, 2002. Vol. 9, № 1. P. 17–28.

2. Cherednichenko M.V., Yudin V.I., Gramolin A.V., Kuzin S.A. Experimental researches of thermal field of hollow cathodes in vacuum plasmatorches // Thermophysics and Aeromechanics. 2002. Vol. 9, № 4. P.1–10.

3. Чередниченко В.С., Чередниченко М.В. Вакуумные плазменные электропечи с полым катодом // Электрометаллургия, 2002. № 2. С.18–27.

4. Волохонский Л.А. Вакуумные дуговые печи. М.: Энергоатомиздат, 1985.

5. Чередниченко А.В. Пусковые режимы полых катодов вакуумных плазматронов в тлеющем разряде // Научный вестник НГТУ, 2000. № 1(8). С.148–157.

6. Машьяков В.Г., Саньков А.С., Фарнасов Г.А. Источники питания дуговых печей постоянного тока // Электрометаллургия, 2002. № 3. С.17–23.



**Чередниченко Марина Владимировна** – кандидат технических наук, доцент кафедры "Автоматизированные электротехнологические установки" Новосибирского государственного технического университета. Окончила электромеханический факультет Новосибирского электротехнического института в 1996 г. В 1997 г. защитила диссертацию на соискание учёной степени кандидата технических наук по теме "Разработка электротехнологии и исследование рабочих режимов электропечей для получения сверхчистого скандия".

**Грамолин Антон Валерьевич** – аспирант кафедры "Автоматизированные электротехнологические установки" Новосибирского государственного технического университета. Окончил энергетический факультет Читинского государственного технического университета в 2001 г.

**Шкрет Сергей Павлович** – аспирант кафедры "Автоматизированные электротехнологические установки" Новосибирского государственного технического университета. Окончил факультет энергетики Павлодарского государственного университета в 2000 г.

## Реактивная мощность при регулировании мощности тяговой подстанции

СОПОВ В.И., ЩУРОВ Н.И., ПРОКУШЕВ Ю.А., ШТАНГ А.А.

*Рассмотрен метод расчёта реактивной мощности подстанций с выпрямительными агрегатами, питающими тяговую нагрузку электрического транспорта. В методе тяговая нагрузка представляется случайной величиной, а число включённых агрегатов изменяется в зависимости от нагрузки по условиям наименьших потерь электрической энергии.*

Рассматривается подстанция, имеющая 2–4 выпрямительных агрегата (ВА), питающих тяговую нагрузку электрических транспортных средств (трамвай, троллейбус, электровоз, вагон метрополитена). ВА содержит трансформатор и

*The calculation method of jet capacity of substations with rectifier units having traction loading of electric transport is considered. in the method traction loading is represented by a random variable, and the number of the switched on units changes depending on loading at conditions of the electric energy least losses.*

выпрямитель с различными схемами выпрямления. Для электрического транспорта характерны шести- и двенадцатипульсные схемы мостового или "нулевого" типов. Наибольшее распространение имеют шестипульсные схемы: трёх-

фазная мостовая (проф. Ларионова) и "две обратные звезды с уравнительным реактором" (инж. Кюблера). На электрических железных дорогах применяют двенадцатипульсные мостовые схемы последовательного типа.

Для ВА рассматривают составляющие реактивной энергии: намагничивания трансформатора, сдвига фазы тока основной гармоники относительно напряжения и искажения синусоидальной формы кривой сетевого тока. Коэффициент мощности ВА [1]:

$$X = \frac{P}{S} = K_c K_i, \quad (1)$$

где

$K_c = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$  – коэффициент сдвига основной

гармоники сетевого тока;

$K_i = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}}$  – коэффициент искажения

формы кривой сетевого тока;

$P, Q, T$  – соответственно мощности: активная, реактивная, искажения;

$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}$  – полная мощность.

Для коэффициента сдвига тока основной гармоники согласно [1] справедливо соотношение:

$$\cos \varphi_{I(1)} = \frac{1 + \cos \gamma}{2}, \quad (2)$$

где  $\gamma$  – угол коммутации (перекрытия) вентиля.

Соотношение (2) соответствует связи между углами сдвига и перекрытия вентиля:

$$\varphi_{I(1)} \approx \frac{1}{2} \gamma.$$

В свою очередь

$$\cos \gamma = 1 - \frac{I_d x_a}{K_{сх.м} \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\beta}{2}}, \quad (3)$$

где  $I_d$  – выпрямленный ток;  $x_a$  – индуктивное сопротивление, отнесённое к фазе вентильной обмотки;  $U_2$  – действующее напряжение фазы вентильной обмотки;  $\beta$  – период включения вентильного плеча (для шестипульсных схем выпрямления  $\beta = 120^\circ$ );  $K_{сх.м}$  – коэффициент схемы мгновенный ( $K_{сх.м} = 2$  для схем выпрямления параллельного типа и  $K_{сх.м} = 1$  для мостовых схем).

Индуктивное сопротивление определяют по формуле:

$$x_a = U_{2л}^2 \left( \frac{1}{S_k} + \frac{u_k}{S_{н.т}} \right), \quad (4)$$

где  $U_{2л}$  – линейное напряжение вентильных обмоток;  $S_k$  – мощность КЗ на стороне сетевой обмотки трансформатора;  $u_k$  – напряжение КЗ;  $S_{н.т}$  – номинальная мощность преобразовательного трансформатора.

Тяговая нагрузка подстанции представляет случайную величину с законом распределения вероятностей, как показано в [2], гамма-распределением в форме:

$$\left. \begin{aligned} f(i_*) &= \frac{r^r}{\Gamma(r)} i_*^{r-1} e^{-ri_*}, \quad 0 < i_* < \infty; \\ r &= \frac{1}{\sigma_{i_*}^2} = \frac{1}{K_{3.п}^2 - 1}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где  $\sigma_{i_*}$ ,  $K_{3.п}$  – дисперсия и коэффициент эффективности тока подстанции;  $i_* = I/I_0$  – относительное значение тока подстанции;  $I, I_0$  – текущее и среднее значение токов за рассматриваемый период.

Уставка регулирования числа включённых ВА в случае учёта только активных потерь мощности определяется по формуле:

$$I_{k,k+1} = \sqrt{\frac{c}{a} k(k+1)}, \quad (6)$$

где  $a$  – активное сопротивление в вентильном плече;  $c$  – мощность потерь, независящая от тока.

Известно [3], что коэффициент мощности зависит от коэффициента загрузки  $K_z$  ВА и имеет наибольшее значение при  $K_z \approx 0,6 \div 0,7$ . С учётом относительно малого коэффициента использования установленных мощностей ВА (порядка 0,1–0,3) повысить коэффициент загрузки можно регулированием числа включённых агрегатов. При этом уставки регулирования целесообразно выбирать по приведённым потерям мощности, т.е. с учётом потерь, вызываемых реактивными токами. Кроме того, необходим расчётный метод определения реактивной энергии, учитывающей характер тяговой нагрузки и условия регулирования выходной мощности подстанции. Это позволит более обоснованно решать задачи компенсации реактивной энергии.

#### Метод оценки реактивной мощности подстанции

При оценках реактивной мощности примем следующие допущения:

1. Не учитывается мощность искажения в силу малости её влияния на коэффициент мощности для шести- и двенадцатипульсных схем выпрямления.

2. Реактивную составляющую тока XX транс-



форматора принимаем равной току  $XX$ , т.е.

$I_{p.x} = I_x$ , что соответствует  $\cos \delta \approx 1$ .

Для сокращения записей обозначим:

$$\left. \begin{aligned} D &= \frac{x_a}{K_{сх.м} \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\beta}{2}}; \\ I_d &= i \cdot I_0; \quad P_d = U_d I_d = U_d i \cdot I_0, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где  $U_d$  – выпрямленное напряжение.

С учётом принятых обозначений (5) формула (3) получит вид:

$$\left. \begin{aligned} \cos \gamma &= 1 - D I_d = 1 - D i \cdot I_0; \\ \gamma &= \arccos(1 - D i \cdot I_0). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

На рис.1 показана векторная диаграмма линейного тока основной гармоники сетевого тока трансформатора.

На основании диаграммы рис.1 реактивная составляющая, обусловленная наличием угла коммутации вентилей  $\gamma$ :

$$I'_{2p} = I'_{2a} \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2}. \quad (9)$$

Активная мощность

$$P_d = I_d U_d = \sqrt{3} U_{1л} I'_{1a}. \quad (10)$$

Коэффициент трансформации и выпрямления

$$\text{ВА: } K_{т.в} = \frac{U_d}{\sqrt{3} U_{1л}}.$$

Полное значение реактивной составляющей фазы линейного тока

$$I_{1p} = I_d K_{т.в} \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} + I_{p.x}. \quad (11)$$

Умножив правую и левую части (11) на  $\sqrt{3} U_{1л}$  с учётом (8)–(10) для реактивной мощности в ВА получим:

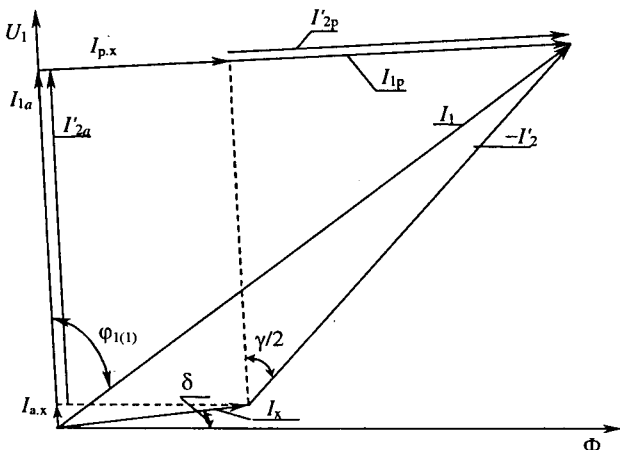


Рис.1. Векторная диаграмма токов сетевой обмотки трансформатора

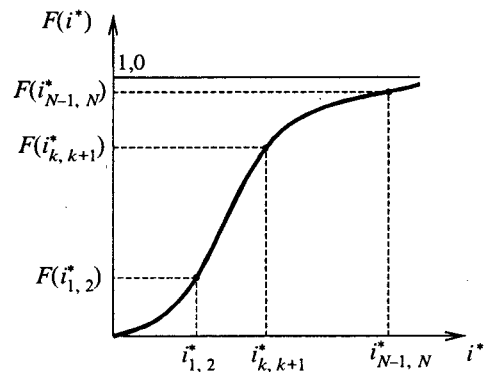


Рис. 2. Функция распределения вероятностей тяговой нагрузки подстанции

$$Q = I_d U_d \operatorname{tg} \frac{1}{2} \arccos(1 - I_d D) + Q_x, \quad (12)$$

где  $Q_x = \frac{i \cdot S_{н(1)}}{100}$  – реактивная мощность  $XX$ ;

$i \cdot$  – относительное значение тока, %.

На рис.2 показана функция распределения вероятностей тяговой нагрузки и области работы  $k$  ВА.

Для каждого из участков работы  $k$  ВА ( $k = 1, 2, \dots, N$ ) определим среднее значение угла коммутации вентилей. При  $k$  включённых ВА ток одного из них

$$I_d = \frac{I_0 i \cdot}{k}. \quad (13)$$

На участке работы  $k$  ВА и изменении нагрузки от  $i \cdot_{k-1,k}$  до  $i \cdot_{k,k+1}$  в соответствии с гамма-распределением вероятностей для математического ожидания  $\cos \gamma_k$  с учётом (8), (13) можно записать:

$$\begin{aligned} M[\cos \gamma_k] &= \cos \gamma_{0k} = \\ &= \frac{\int_{i \cdot_{k-1,k}}^{i \cdot_{k,k+1}} (1 - \frac{I_0 i \cdot}{k} S) \frac{r^r}{r(r)} i^{r-1} e^{-r i \cdot} d i \cdot}{\int_{i \cdot_{k-1,k}}^{i \cdot_{k,k+1}} \frac{r^r}{r(r)} i^{r-1} e^{-r i \cdot} d i \cdot}. \end{aligned} \quad (14)$$

В целях сокращения записей для разностей вероятностей гамма-распределения введём обозначения:

$$\left. \begin{aligned} F(r i \cdot_{k,k+1}; r) - F(r i \cdot_{k-1,k}; r) &= \\ &= F^r(i \cdot_{k,k+1}; i \cdot_{k-1,k}; \\ F(r i \cdot_{k,k+1}; r+1) - F(r i \cdot_{k-1,k}; r+1) &= \\ &= F^{r+1}(i \cdot_{k,k+1}; i \cdot_{k-1,k}). \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

После соответствующих преобразований получим:

$$\gamma_{0k} = \arccos \left[ 1 - D \frac{I_0}{k} \frac{F(i_{*k,k+1}; i_{*k-1,k})}{F(i_{*k,k+1}; i_{*k-1,k})} \right]. \quad (16)$$

В формуле (16) отношение

$$\frac{F(i_{*k,k+1}; i_{*k-1,k})}{F(i_{*k,k+1}; i_{*k-1,k})} = i_{*0k} \quad (17)$$

– среднее значение тяговой нагрузки в относительных единицах на участке работы  $k$  ВА при её изменении от  $i_{*k-1,k}$  до  $i_{*k,k+1}$ .

Усреднённый поток реактивной мощности на участке работы  $k$  ВА

$$Q_{0k} = \int_{i_{*k-1,k}}^{i_{*k,k+1}} Q_k dF(I) = k \int_{i_{*k-1,k}}^{i_{*k,k+1}} \left( \frac{I_0 i_*}{k} U_d \times \right. \\ \left. \times \operatorname{tg} \frac{\gamma_{0k}}{2} + Q_x \right) \frac{r^r}{r(r)} i_*^{r-1} e^{-r i_*} di_*. \quad (18)$$

После операции интегрирования (14) и преобразований с учётом (15), (17) получим:

$$Q_{0k} = I_0 U_d \frac{r+1}{r} F(i_{*k,k+1}; i_{*k-1,k}) \times \\ \times \operatorname{tg} \frac{1}{2} \arccos \left( 1 - D \frac{I_0 i_{*0k}}{k} \right) + \\ + Q_x k F(i_{*k,k+1}; i_{*k-1,k}). \quad (19)$$

В случае идеального регулирования число включённых ВА  $k$  изменяется дискретно от 1 до  $N$ . Среднее значение реактивной мощности будет определяться по формуле:

$$Q_0 = I_0 U_d \sum_{k=1}^N \frac{r+1}{r} F(i_{*k,k+1}; i_{*k-1,k}) \times \\ \times \operatorname{tg} \frac{1}{2} \arccos \left( 1 - D \frac{I_0 i_{*0k}}{k} \right) + \\ + Q_x \left[ N - \sum_{k=1}^{N-1} F(r i_{*k,k+1}; r) \right]. \quad (20)$$

В формуле (20) при  $k = 1$

$$\left. \begin{aligned} F(i_{*1,2}; 0) &= F(r i_{*1,2}; r+1); \\ i_{*01} &= \frac{F(r i_{*1,2}; r+1)}{F(r i_{*1,2}; r)}; \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

при  $k = N$

$$\left. \begin{aligned} F(i_* = \infty; i_{*N-1,N}) &= 1 - F(r i_{*N-1,N}; r+1); \\ i_{*0N} &= \frac{1 - F(r i_{*N-1,N}; r+1)}{1 - F(r i_{*N-1,N}; r)}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Как частный случай из (20) легко получить формулу для определения  $Q_0$  при  $N$  постоянно включённых ВА. В этом случае  $i_*$  изменяется от 0 до  $\infty$  и  $F(i_* = \infty; i_* = 0) = 1$ ,  $i_{*0N} = 1$ .

На этом основании получим:

$$Q_{0N} = I_0 U_d \operatorname{tg} \frac{1}{2} \arccos \left[ 1 - D \frac{I_0}{N} \right] + N Q_x, \quad (23)$$

где  $I_0 U_d = P_0$  – средняя мощность подстанции за рассматриваемый период.

На основании приведённого метода последовательность расчётов реактивной мощности имеет следующие операции:

1. Выбрать расчётный график нагрузок подстанции и оценить значения  $I_0$ ,  $K_{\Sigma(n)}$ , вычислить по (6) уставку регулирования и по (5) параметр  $r$ , найти по таблицам неполной гамма-функции [4] значения вероятностей  $F(r i_{*k,k+1}; r+1)$  и  $F(r i_{*k,k+1}; r)$ .

2. По (4) оценить сопротивление  $x_a$  и  $D$ .

3. Найти разности вероятностей по (15) и их отношение по (17) и вычислить  $Q_0$  по (20).

Приведённые потери мощности в  $k$  однотипных ВА определяются по формуле:

$$\Delta P_{\text{пр}} = \frac{a}{k} I_d^2 + b I_d + k c + k_p k Q_x + \\ + k_p I U_d \operatorname{tg} \frac{1}{2} \arccos \left( 1 - \frac{I}{k} D \right), \quad (24)$$

где  $a$ ,  $b$ ,  $c$  – коэффициенты потерь активной мощности в ВА;  $k_p$  – экономический эквивалент реактивной мощности, квар/кВт.

Из условия  $\Delta P_{\text{пр}k} = \Delta P_{\text{пр}k+1}$  можно получить формулу для определения уставки регулирования:

$$I_{k,k+1} = \sqrt{\frac{\frac{c}{a} k(k+1) + k_p Q_x + \\ + k_p I_{k,k+1} U_d \operatorname{tg} \frac{1}{2} \arccos \left( 1 - \frac{I_{k,k+1} D}{k+1} \right)}{k} - \\ - \frac{\operatorname{tg} \frac{1}{2} \arccos \left( 1 - \frac{I_{k,k+1} D}{k} \right)}{k+1}}. \quad (25)$$

Показатель		Условный номер подстанции		
		1	2	3
Число ВА		2	4	4
Реактивное сопротивление $X_d$ , Ом		0,804	0,935	0,883
Мощность $Q_x$ одного ВА, квар		383	300	280
Уставки регулирования	$I_{1,2}$	2,1	0,9	0,85
	$I_{2,3}$	–	1,4	1,2
	$I_{3,4}$	–	1,6	1,7
Показатели графика нагрузок, $10^3$ А	$I_0$	1,06	0,9	1,13
	$K_{\text{сп}}$	1,04	1,06	1,14
Работа ВА, ч	Фактическая	33	39,5	56,7
	Расчётная	31,5	36	52
Средняя реактивная мощность, квар	Фактическая	2340	1580	2180
	Расчётная	2150	1510	2100

Проверка метода проведена сравнением результатов расчётов реактивной мощности по (20) с экспериментальными данными. Для анализа был взят ряд подстанций электрической железной дороги, на которых производились записи тяговых нагрузок и напряжений, почасовых расходов энергии, времени работы ВА при включённых устройствах регулирования мощности. В таблице приведены сравнительные данные.

Как видно из таблицы расчётные и фактические данные отличаются не более чем на 10%. Это связано с неидеальностью регулирования. Для уменьшения числа переключений ВА обычно выполняют разрыв в уставках на включение и отключение и задают небольшие временные выдержки на операции.

### Выводы

1. Предложенный метод оценки реактивной мощности с учётом регулирования мощности подстанции вполне применим для использования в инженерной практике, может использоваться при планировании и нормировании расходов энергии, решении вопросов выбора устройств компенсации.

2. Регулирование мощности подстанции позволяет обеспечивать большую загрузку ВА, повысить коэффициент мощности.

3. Уставки регулирования целесообразно выбирать по приведённым потерям мощности, что также будет приводить к увеличению коэффициента мощности ВА.

### Список литературы

1. Шляпошников Б.М. Игнитронные выпрямители. М.: Трансжелдориздат, 1947.
2. Сопов В.И. Характер распределения тяговых нагрузок подстанций постоянного тока // Тр. ОМИИТ. 1968. Т. 93. С.18–25.
3. Шалимов М.Г., Барковский Б.С., Пономарёв А.Г. Коэффициент мощности многопульсовых выпрямителей // Повышение качества электрической энергии на тяговых подстанциях: Межвуз. темат. сб. науч. тр. Омск: Омский ин-т инж. ж.-д. трансп., 1979. С.22–28.
4. Пагурова В.И. Таблицы неполной гамма-функции. М.: ВЦ АН СССР, 1963.

**Сопов Валентин Иванович** – канд. техн. наук, доцент кафедры "Электрический транспорт" Новосибирского государственного технического университета. Окончил факультет "Электрический транспорт" Томского электромеханического института инженеров железнодорожного транспорта в 1958 г. Защитил диссертацию "Технико-экономическое обоснование единичной мощности и числа выпрямительных агрегатов на тяговых подстанциях электрических железных дорог" в 1972 г.

**Щуров Николай Иванович** – докторант, канд. техн. наук, доцент кафедры "Электрический транспорт" Новосибирского государственного технического университета. Окончил электромеханический факультет НГТУ в 1970 г. Защитил кандидатскую диссертацию "Исследование режимов работы тиристорно-импульсной системы следящего рекуперативно-реостатного торможения электроподвижного состава постоянного тока" в 1976 г.

**Прокушев Юрий Анатольевич** – аспирант кафедры "Электрический транспорт" Новосибирского государственного технического университета. Окончил в 2001 г. электромеханический факультет.

**Штанг Александр Александрович** – аспирант кафедры "Электрический транспорт" Новосибирского государственного технического университета. Окончил в 2001 г. электромеханический факультет.

# Высокочастотные электродинамические вибросейсмоисточники

МАЛАХОВ А.П.

*Обоснована возможность создания высокочастотного сейсмоисточника с электродинамическим приводом, осуществляющим непосредственное, исключая вращательные и гидроприводы, преобразование электроэнергии в синусоидальные колебания излучающей сейсмической платформы.*

В связи с известными сложностями в постперестроечный период геофизические службы России практически остались без регулируемых вибросейсмоисточников. Геофизические работы вновь приходится выполнять с использованием старой взрывной технологии.

В доперестроечный период в России выпущено несколько образцов стационарных электро-механических дебалансных центробежных вибросейсмоисточников класса ЦВ-100. Но эти источники были рассчитаны для решения проблем ВПЗ и не дают больших частот колебаний, необходимых для нужд нефтяной сейсморазведки [1].

На Алма-Атинском заводе "Казгеофизприбор", после большого объёма научно-исследовательских работ, в 80-е годы был запущен в серийное производство электромагнитный импульсный сейсмоисточник типа ИСЗИ-ВА4 на энергии единичных воздействий 600 Дж. В серию завод, до своего закрытия, успел выпустить всего 25 таких источников. Объём выпуска намечался до 50 источников в год. Источник монтировался на базе автомобиля УАЗ-469 и отличался лёгкостью, высокой мобильностью, экономичностью, простотой в изготовлении и управлении. Вместе с тем, он создавал в своём спектре частоты до 200 Гц при дальностях и глубинах до 500 м [2].

Одновременно были выполнены подготовительные работы и изготовлены сейсмоисточники с линейными асинхронными электроприводами с энергией воздействий до 5–10 кДж. Источник монтировался на высокопроходимом шасси типа ЗИЛ-131. Такие источники предполагалось использовать для исследований глубин и дальностей до 5–6 км при частотах в спектре до 100–150 Гц [3]. Важным достоинством таких источников являлось то, что они могли использоваться для забивки труб диаметром до 150–200 мм, что в условиях Севера позволило доходить до твёрдых грунтов и получать высококачественную сейсмическую информацию по мере заглубления свай.

В г. Минусинске к настоящему времени выпущено несколько образцов источников типа ИКИ с индукционно-динамическими приводами. Эти источники из-за импульсного характера разряда высоковольтных конденсаторов не дают частот выше 50 Гц [4].

Источники с линейным синхронным электродинамическим приводом работают в импульсном режиме и не обеспечивают высокочастотных вибраций [4].

В те же годы были созданы единичные образцы электродинамических устройств [5]. В этих установках высоковольтная конденсаторная батарея разряжалась на две последовательно включённые и уложенные друг на друга медные спирали. При разряде конденсатора верхняя спираль, за счёт возникающих электродинамических усилий, отталкивалась от нижней и воздействовала на уложенную сверху инертную массу. Такая установка (ПУСК 120) создавала только импульсные воздействия и из-за низкого КПД имела большую энергоёмкость.

Для получения качественных материалов при сейсморазведке на нефть и газ необходимы сейсмоисточники, создающие усилия до 25–30 т в диапазоне частот 5–200 Гц. Такими показателями обладает гидравлический вибратор фирмы "ГЕОСВИП" типа СВС-27/150, развивающий усилия до 27 т в диапазоне частот 5–200 Гц [4]. Но этот источник отличается исключительной сложностью в изготовлении, так как в нём используется большое количество иностранных комплектующих и, соответственно, он имеет большую стоимость. Несмотря на использование дефицитной транспортной базы, из-за высокой общей массы источник имеет невысокую проходимость.

В настоящее время, учитывая современное состояние электроприводной техники, можно создать высокоэффективные сейсмоисточники с эксцентриковыми регулируемыми механизмами с частотно-регулируемыми электроприводами. В этих источниках для получения высоких частот механическое и электромеханическое оборудование будет использоваться на предельных показателях по прочности и долговечности, но из-за кратковременного режима работы они могут достаточно эффективно использоваться в практической геофизике. Применив последние достижения в области электромашиностроения, можно создавать такие источники до частот 200–250 Гц. Такие достаточно высокие частоты можно получить, используя индукторные либо вентильные (синхронные) двигатели. Вторые могут быть более предпочтительными, так как

обеспечивают синхронную работу целой группы источников без каких-либо обратных связей по положению валов двигателей и валов эксцентрик-овых возбуждителей. Такие источники, например, по сравнению с гидравлическими имеют лучшие массогабаритные показатели и, особенно, показатели по соотношению киловатт на килограмм массы.

В настоящее время в связи с развитием силовой электроники появилась возможность создания высокоэффективных сейсмостойких с электродинамическими приводами с возбуждением от постоянных магнитов либо от независимых систем возбуждения.

Конструктивная схема одного из таких двух-стержневых вибростойков приведена на рис.1, где 1, 2 – общие внутренние стержни (магнитопроводы); 3, 4 – обмотки независимого возбуждения; 5, 6 – внешние магнитопроводы; 7, 8 – активные (силовые) катушки; 9, 10 – детали крепления силовых катушек; 11 – изолирующее вибропередающее кольцо; 12 – корпус вибратора; 13 – излучающая виброплатформа; 14 – пригрузочная масса; 15 – пружины силовой камеры (подвеска); 16 – пружины виброгашения виброплатформы от пригрузочной массы; 17 – подшипники скольжения.

В качестве инертной массы источника используются конструктивные, активные элементы магнитопровода и обмоток возбуждения, элементы 1–6.

Катушки 7, 8 выполняются одновитковыми в виде цилиндров с продольным разрезом. Эти цилиндры жёстко связаны с деталями крепления 9, 10, которые в свою очередь, жёстко связаны с изолирующим вибропередающим кольцом 11, также жёстко связанным с направляющим кор-

пусом 12, который подшипниками 17 развязан с магнитопроводами 5, 6. Корпус вибратора 12 своей нижней частью скреплён с виброизлучающей платформой 13, которая опирается на грунт. Через пружины 16 осуществляется развязка от корпуса вибростойка 12 с излучающей плитой 13 и от пригрузочной массы 14.

При подаче тока в катушки 7, 8 они создают притягивающие либо отталкивающие усилия от магнитопровода вибратора, которые через кольцо 11 и корпус 12 передаются на излучающую виброплатформу 13 и далее на грунт.

Усилия в таком вибростойке описываются известной зависимостью [6, 7]:

$$F = B l i \sin \omega t, \quad (1)$$

где  $B$  – магнитная индукция в зазоре магнитопровода, пронизывающая силовые катушки;  $l$  – длина окружности подвижной катушки;  $i \sin \omega t$  – ток, протекающий в катушке.

Естественно, в выбранном нами двухстержневом вибростойке усилия обеих катушек складываются, создавая суммарное усилие на кольце 11.

В таком вибростойке формируются большие амплитуды токов в катушках, поэтому необходимо решать важный вопрос влияния эффекта вытеснения тока. Последний решается специальной технологией изготовления одновитковой катушки с параллельным соединением элементарных проводников, что одновременно решает вопрос её механической прочности путём жёсткой связи через токоподводы 9, 10 с изолирующим кольцом 11.

До настоящего времени такие вибростойки создавались только для стационарных высокочастотных испытательных стендов и из-за несовершенных технологических операций по обеспечению механической прочности катушек и особенно из-за несовершенства источников электропитания они отличались низкими технико-экономическими показателями. Последнее особенно важно, так как такие электродинамические приводы отличаются весьма низкими коэффициентами мощности  $\cos \phi$ , что без решения специальных мер загружает питающую сеть большой реактивной мощностью. Применение же современных транзисторных преобразователей частоты, работающих в режиме инверторов тока и формирующих его в виде синусоиды, устраняет этот существенный недостаток. В этом случае из питающей сети вибростойк потребляет только активную составляющую мощности, идущую на совершение механической работы при вибрации.

Одновитковая катушка вибратора питается также от одновитковой вторичной обмотки силового трансформатора тока, имеющего большой коэффициент трансформации. Также, как и традиционные измерительные трансформаторы тока, трансформатор электродинамика работает с малой индукцией.

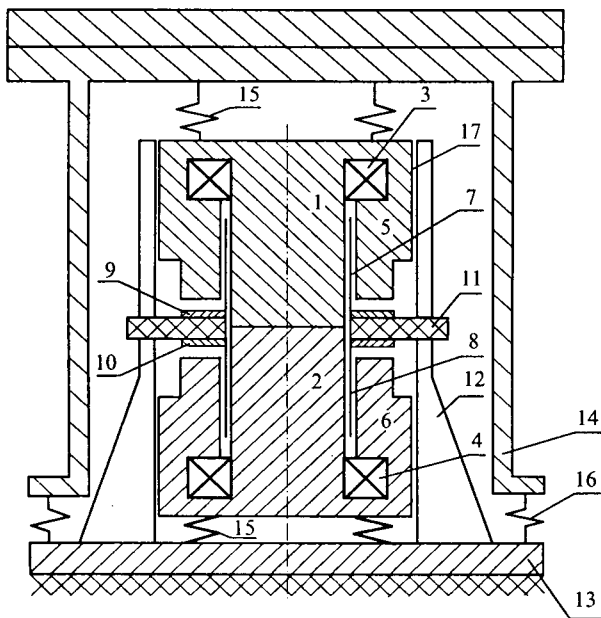


Рис.1. Электродинамический вибростойк

Частотный сейсмический диапазон таких источников практически не ограничен, а масса активных материалов совпадает с инертной массой, рассчитываемой из соотношения:

$$F_{\Sigma} = m_u \delta \omega^2,$$

где  $\delta$  – амплитуда колебаний инертной массы на самой низкой частоте колебаний;  $m_u$  – масса инертная (масса активных материалов электродинамика);  $\omega$  – частота колебаний;  $F_{\Sigma}$  – суммарное усилие вибратора.

Большое преимущество электродинамического привода перед различными электромеханическими заключается в создании линейно-направленных усилий без вредных боковых колебаний. Ориентацию этих колебаний легко изменить простым поворотом силовой камеры на необходимый угол. Последнее даёт возможность создания попеременно либо продольных, либо поперечных колебаний.

Особенно сильно преимущества электродинамического привода проявляются при высоких – более 50–100 Гц частотах колебаний, при которых амплитуды вибраций инертной массы весьма незначительны. Эта зависимость  $\delta = f(f)$  приведена на рис.2, где видно, что уже на частотах более 100 Гц амплитуда колебаний инертной массы составляет всего сотые доли миллиметра.

На рис.2 амплитудно-частотная характеристика  $\delta = f(f)$  построена при постоянстве возмущающего усилия (столбчатая характеристика) во всем диапазоне частот:  $F = f(f) = \text{const}$ .

Последнее очень сложно выполняется в дебалансных и эксцентриковых вибраторах, в которых для поддержания усилия вибраций на заданном уровне при изменении частоты (на ходу) необходимо менять либо массы дебалансов, инертной массы, либо радиусов вращающихся масс или эксцентриситеты. Это является не простым техническим решением. В гидравлических вибраторах кроме давления необходимо менять и расход жидкости в силовых камерах. Кроме того, в этих источниках необходимо покрывать

значительные потери мощности на трение и аэродинамику при повышенных частотах, что также еще в большей степени характерно для гидравлических сейсмостойков.

От этих недостатков свободен электродинамический привод – в нём нет вращающихся с большой скоростью элементов и холостых сбросов жидкости, как в гидравлических источниках.

Схема электропитания электродинамического вибратора приведена на рис.3.

Силовые катушки 7, 8 соединены последовательно и подключены к однофазной вторичной обмотке  $w_2$  трансформатора тока  $T$ . Первичная обмотка  $w_1$  трансформатора  $T$  подключена в диагональ однофазного инвертора  $I$ , собранного на полностью управляемых силовых ключах  $K1, K2, K3, K4$ . Инвертор через фильтровой конденсатор  $C_{\phi}$  подключен к выходу неуправляемого мостового выпрямителя  $B1$ , который в свою очередь, подключён к трёхфазной электросети. В качестве электропитания может использоваться либо промышленная сеть переменного тока, либо в полевых условиях дизель-электрическая станция. От этой же сети через выпрямитель  $B2$  запитываются обмотки возбуждения 3, 4.

В силовых обмотках 7, 8 через трансформатор  $T$  с помощью инвертора  $I$  формируется ток синусоидальной формы во всем требуемом диапазоне частот. Диапазон частот на выходе инвертора и, соответственно, вибратора 3–300 Гц. При частоте широтно-импульсной модуляции, равной 5–8 кГц, предполагается получить амплитуды нелинейных пульсаций тока в катушках вибратора не выше 2–3%. Такие же пульсации силы будут на излучающей платформе.

В электрогидравлических вибраторах эти пульсации и нелинейные искажения за счёт несимметричного питания рабочих полостей вибровозбудителя значительно выше [4]. В электродинамическом вибраторе за счёт высокой управляемости инвертора можно получить характеристики с повышающимися усилиями при возрастании частоты вибраций. Последнее может дать

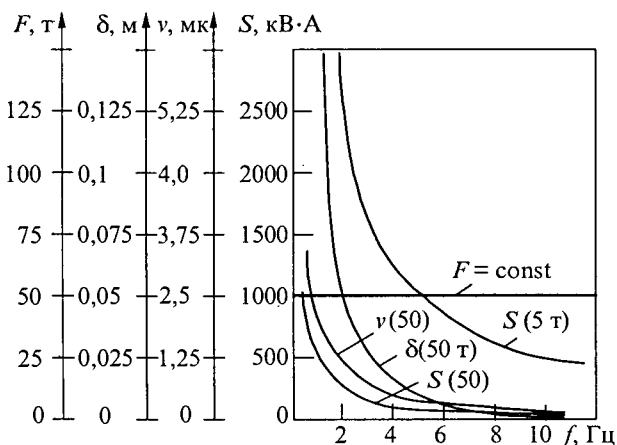


Рис.2. АЧХ электродинамического виброрейсмосты

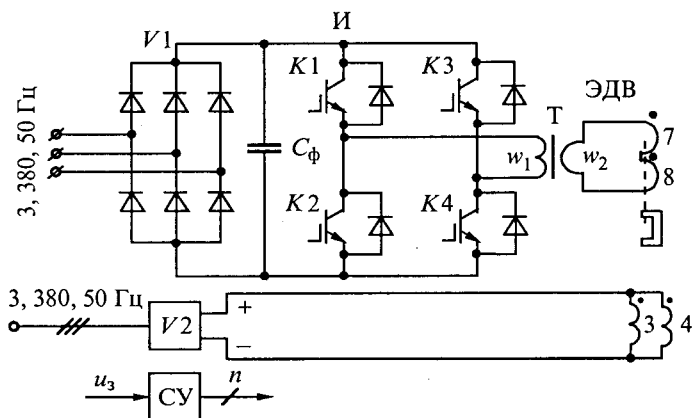


Рис.3. Силовая электрическая схема электродинамического виброрейсмосты

возможность поддерживать выходную мощность в режиме близкой к постоянной. Эту характеристику невозможно получить во всех электрогидравлических вибраторах. В электродинамическом вибраторе для получения высокой механической прочности силовые обмотки 7, 8 выполняются одновитковыми, а так как токи в них протекают с высокими плотностями, то вопросы охлаждения обмоток обеспечиваются с помощью высокоэффективных жидкостных систем охлаждения.

Обмотки возбуждения 3, 4 вибратора могут соединяться либо последовательно, либо параллельно и питаются от управляемого, либо неуправляемого выпрямителя В2 и создают индукцию в зазорах электродинамика на уровнях 1,5–2 Тл [8].

В электродинамическом сейсмостейчнике режим постоянства создаваемых усилий поддерживается только стабилизацией амплитуды токов в силовых катушках, что при современном состоянии преобразовательной техники и силовой электрики не создаёт больших трудностей.

Полная мощность сейсмостейчника с электродинамическим приводом на усиление 30 тс не превышает 100 кВ·А, при потреблении от электросети или дизель-электростанции не более 20–25 кВт активной мощности. Последнее имеет особенно большое значение при работах в условиях Сибири и Севера при дефиците ГСМ. Гидравлический сейсмостейчник типа СВС-27/150 имеет приводной дизельный двигатель типа ЯМЗ-238 Д-2 мощностью 330 лс.

В качестве силового инвертора с однофазным выходным напряжением может быть использован серийно-выпускаемый электропривод ИРБИ 83-55 с номинальным током нагрузки 110 А. Корпус привода исполнения IP 54 в соответствии с ГОСТ 15150-59. Электроприводы выпускаются в соответствии с ТУ 3431-006-16572454-98.

Управление сейсмостейчиком осуществляется по специальному свип-сигналу (линейная развёртка частоты) в диапазоне 5–200 Гц. Во всём диапазоне поддерживается синусоидальная форма тока в первичной обмотке выходного трансформатора. На транспортной машине может располагаться 4 источника, по 2 спереди и сзади. Источники располагают таким образом, чтобы они для работы с помощью спускоподъёмных механизмов опускались в соответствующие утробованные колеи. В этом случае происходит оптимальное согласование сейсмостейчника с грунтом. Источники питаются либо от одного силового инвертора, либо каждый индивидуально, от автономных инверторов.

Электродинамические источники не имеют сложностей в синхронизации при группировании, так как они могут питаться либо от общего преобразователя частоты, либо свободно уп-

равляться от общего задающего генератора, в том числе и по радиоканалу. Источники из-за малой массы силовых катушек обладают высоким быстродействием, что даёт возможность отрабатывать свипсигнал практически любой формы и длительности.

На рис.2 для сравнения даны АЧХ скорости, перемещения и мощности инерционных масс 50 и 5 т при амплитуде возмущающих усилий, равных 50 т во всем диапазоне частот. Причём видно, что при инертной массе 50 т все показатели, в том числе и инерционная вибромощность, на один порядок меньше, чем эти же показатели инерционной массы, равной 5 т.

Отсюда вытекает вывод, что для вибротейсейсмостейчников, в том числе и передвижных, всю пригрузочную массу необходимо сосредотачивать в инертной массе. В нашем случае верхние пружины 15 убираются, а сердечники 1, 2 жёстко (механически) объединяются с пригрузочной массой 14. Тогда значительно уменьшаются перемещения инерционной массы, меньше энергии тратится на бесполезные изгибные колебания механических конструкций, источник лучше согласуется со средой излучения (грунтом) и соответственно больше энергии будет излучаться излучающей платформой.

#### Список литературы

1. Малахов А.П., Макарюк Н.В., Ряшенцев Н.П. Обоснование конструктивной схемы источника вибротейсейсмических колебаний для вибрационного просвечивания Земли // Исследование Земли невзрывными сейсмическими источниками. М.: Наука, 1981. С.161–168.
2. А.с. 1778729 А1 СССР. Импульсный источник сейсмических сигналов / А.П. Малахов, Н.А. Бритков, Ю.Г. Щерба // Открытия. Изобретения. 1992. № 44.
3. Кабачков Ю.Ф., Малахов А.П. Импульсный сейсмостейчник с приводом от линейного асинхронного двигателя // Импульсный электромагнитный привод. Новосибирск: ИГД СО РАН СССР, 1988.
4. Теория и практика наземной невзрывной сейсморазведки / Под ред. М.Б. Шнеерсона. М.: Недра, 1998.
5. Гурии А.Г., Конотоп В.В., Круглик Н.И. Электродинамические ударные устройства для сейсмических исследований // Проблемы вибрационного просвечивания Земли. М.: Наука, 1977.
6. Основы теории электрических аппаратов / Под ред. И.С. Таева. М.: Высшая школа, 1987.
7. Генкин М.Д., Русаков А.М., Яблонский В.В. Электродинамические вибраторы. М.: Машиностроение, 1975.
8. Буль О.Б. Расчёт магнитной цепи магнита с магнитной индукцией в зазоре, значительно превосходящей индукции насыщения материала магнитопровода // Энергосбережение и водоподготовка. 2001. № 4. С.70–76.

**Малахов Алексей Петрович** – доцент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" ЭМФ НГТУ. Окончил НЭТИ (НГТУ) в 1965 г. В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование и создание вентильных преобразователей для управления мощными электромагнитными машинами ударного действия".

## ВЫШЛИ ИЗ ПЕЧАТИ

**Куликов Ю.А. Переходные процессы в электрических системах:** Учеб. пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002. 283 с.

Описаны методы расчетов и анализа электромагнитных и электромеханических процессов в электрических системах.

Адресовано студентам, обучающимся по специальности "Электрические станции".

**Инкин А.И. Электромагнитные поля и параметры электрических машин:** Учеб. пособие. – Новосибирск: ООО "Издательство ЮКЭА", 2002. 464 с.

Изложены физические основы электротехники. Приведены примеры расчета электромагнитного поля и параметров различных устройств.

Адресовано студентам электротехнических специальностей.

**Востриков А.С., Французова Г.А. Теория автоматического регулирования:** Учебное пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. 364 с.

Представлены теоретические основы и методы управления для различных классов динамических систем. Рассмотрены вопросы анализа и синтеза линейных систем управления, приведены методы исследования свойств нелинейных систем, даны основные сведения об оптимальном управлении и способах автоматического поиска экстремума. При исследовании свойств линейных систем управления используется аппарат передаточных функций и частотных характеристик.

Представлен ряд организационных результатов авторов по проблеме синтеза алгоритмов управления нелинейными динамическими объектами при неполной информации об их характеристиках и действии внешних возмущений.

Книга рассчитана на широкий круг студентов, аспирантов, инженеров и научных работников, специализирующихся в области автоматического управления.

**Лыкин А.В. Электрические системы и цепи:** Учеб. пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002. 248 с.

Рассмотрены научно-технические, экономические и экологические аспекты электроэнергетики. Приведены ха-

рактеристики элементов ЭЭС и математические модели для решения задач анализа и синтеза электрических сетей.

Адресовано магистрам и аспирантам электроэнергетических специальностей.

**Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники:** Учеб. пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002. 664 с.

Изложены принципы преобразования электрической энергии в базовых схемах выпрямления, инвертирования, преобразования частоты и напряжения. Даны основы прямых методов анализа энергетических процессов в схемах. Приведены основные характеристики всех базовых схем преобразователей. Рассмотрены способы управления вентильными преобразователями. Материал структурирован по трем уровням глубины изложения материала ("три в одном").

Пособие может быть использовано студентами, а также специалистами с различным уровнем подготовки в области силовой электроники для повышения квалификации.

**Шишкин А.В., Чередниченко В.С., Черепанов А.Н., Марусин В.В. Материаловедение. Технология конструкционных материалов:** Учебник. Новосибирск: Изд-во НГТУ 2003. 556 с.

Рассмотрены основы материаловедения, включающие взаимосвязь состава, строения и механических электрических, магнитных, тепловых свойств материалов. Описаны современные технологии получения и обработки монокристаллов, поликристаллических слитков, аморфных структур, нанокристаллических материалов и композитов. Показано использование материалов в технике в зависимости от их химического состава, структуры и свойств. Учебник для подготовки специалистов по направлению 55.13.00 – "Электротехника, электромеханика и электротехнологии".

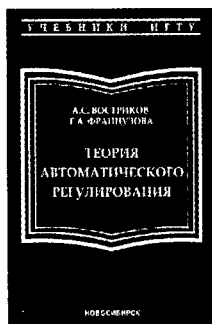
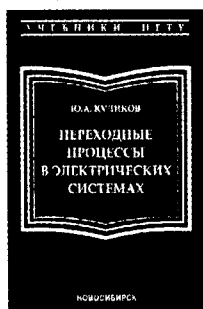
**КНИГИ МОЖНО ЗАКАЗАТЬ ПО АДРЕСУ:**

**г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20, НГТУ**

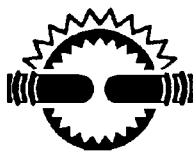
**Издательство НГТУ**

**тел: 46-31-87**

**E-mail: root@publish.nstu.ru**







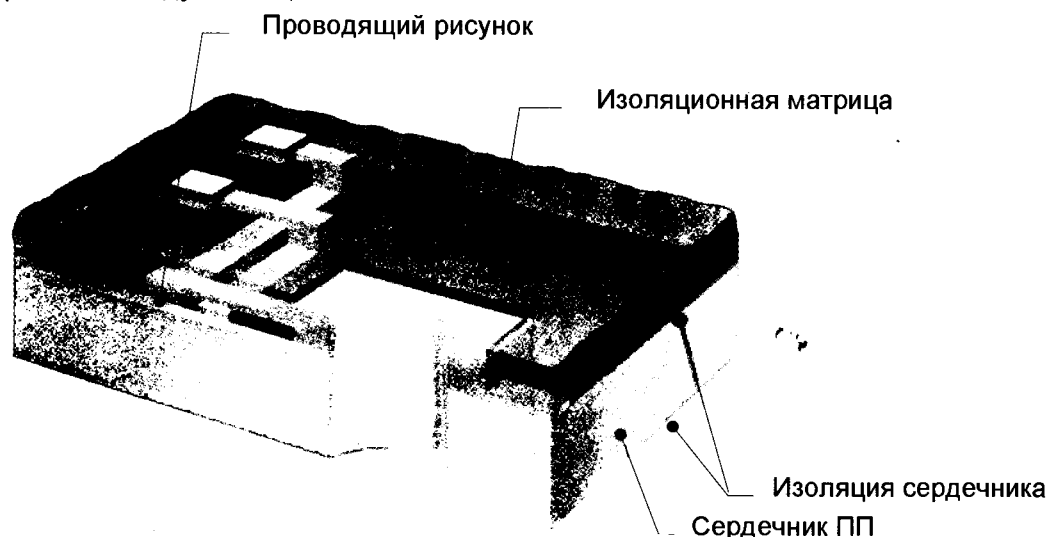
## Новая технология производства печатных плат (ПП) высокой плотности "ПРИМА"

ОАО "ВНИИЭТО"

*Технология «ПРИМА» позволяет существенно уменьшить производственные затраты по сравнению с традиционными методами производства ПП и получить изделия с существенно улучшенными эксплуатационными характеристиками. По служебным свойствам 1 дм<sup>2</sup> ПП "ПРИМА" эквивалентен 2 дм<sup>2</sup> ПП, получаемых по традиционной технологии.*

### **Технология обеспечивает:**

- использование в качестве основания ПП металлов, сплавов, ферритов, керамики, пластиков и пр.;
- исключение загрязнения окружающей среды за счет отсутствия процессов травления и химической металлизации и др.;
- уменьшение габаритов и повышение быстродействия в 1,5–2,5 раза за счет высокого разрешения (проводники и промежутки между ними могут составлять 0,05 и 0,075 мм соответственно), уменьшения длины связей, возможности изготовления без межсоединительных отверстий и контактных площадок;
- снижение температуры электронных компонентов на 20–60°C за счет использования металлической подложки;
- уменьшение номенклатуры используемых материалов до 10–12 наименований взамен 70–80 в традиционных технологиях, уменьшение числа технологических операций на 50%;
- увеличение выхода годной продукции за счет возможности тестирования и устранения дефектов по ходу процесса;
- возможность замены изделиями "ПРИМА" гибких ПП и ГИС, возможность применения в ВЧ устройствах;
- сокращение размеров и числа слоев многослойных ПП (3–4 раза) для коммутации СБИС с матричными выводами при шаге между ними 0,5 мм и менее.



**Фрагмент печатной платы изготовленной по технологии "ПРИМА"**

**Приглашаем к сотрудничеству, наш адрес:**

**109052, г Москва, ул. Нижегородская, 29,**

**ОАО "ВНИИЭТО" телефон: (095)278-75-09, 278-85-63, факс: (095) 911-86-11,**

**e-mail: [vniieto@cea.ru](mailto:vniieto@cea.ru)**

Вологодская областная универсальная научная библиотека

[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

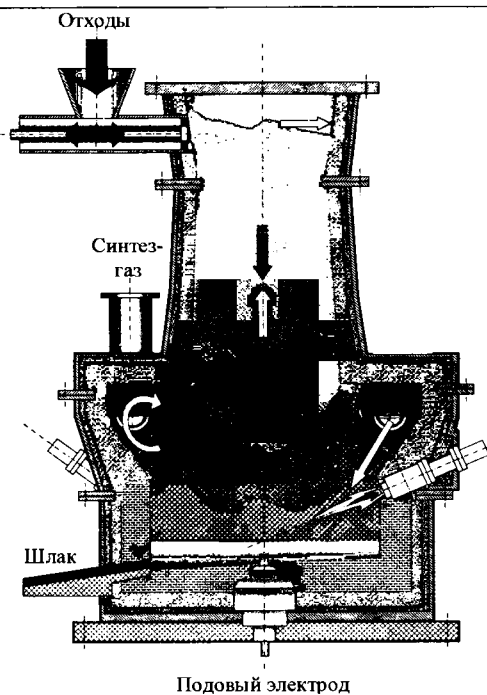


ООО "Научное и конструкторско-технологическое  
предприятие "ЭЛЬТЕРМ"

ОАО "СИБЭЛЕКТРОТЕРМ"

Новосибирский государственный технический  
университет

Институт теплофизики СО РАН



Плазменная электропечь  
для переработки отходов.

### ЭЛЕКТРОПЕЧИ ДЛЯ ПЕРЕРАБОТКИ ОТХОДОВ

Новое электротермическое оборудование для ПЕРЕРАБОТКИ отходов различного происхождения с получением синтез-газа ( $\text{CO} + \text{H}_2$ ) и экологически устойчивого остеклованного шлака

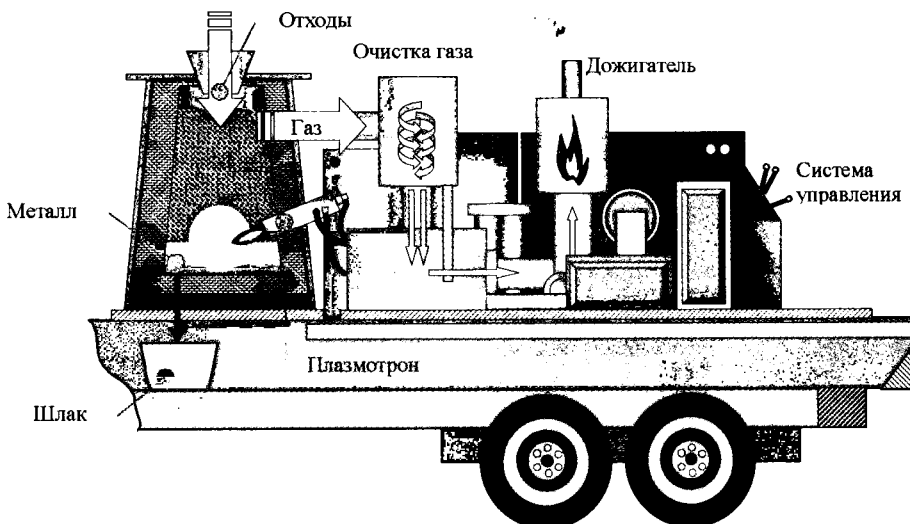
Экспериментально на опытных и опытно-промышленных установках доказана энергетическая эффективность и экологическая безопасность переработки следующих типов отходов с указанием происхождения:

- твердые бытовые отходы (Новосибирск)
- сельскохозяйственные отходы - отходы рисового производства, отходы производства пальмового масла (Малайзия)
- медицинские и слаботоксичные отходы (Южная Корея)
- отходы лакокрасочного производства (Италия)
- токсичные и слаботоксичные шлаки заводов по переработке бытовых отходов

При использовании плазменных электротехнологий в устройствах для переработки углеродосодержащих отходов на каждый 1 кВт·ч затраченной электроэнергии получается до 7-8 кВт·ч тепловой энергии при сжигании синтез-газа в типовых котлах или 3-5 кВт·ч электроэнергии при использовании систем двигатель-генератор.

Мобильная плазменная установка для уничтожения медицинских и слаботоксичных отходов производительностью до 100 кг/ч.

630092, Новосибирск 92,  
пр. К. Маркса 20, НГТУ,  
Кафедра АЭТУ, тел. 46-30-32,  
Факс: 46-28-67,  
E-mail:  
elterm@tantra.power.nstu.ru



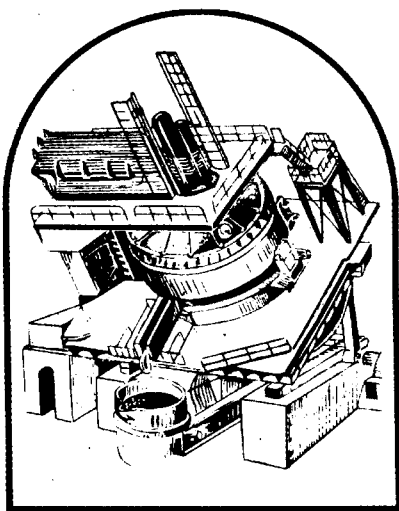


ОАО СИБЭЛЕКТРОТЕРМ  
г. Новосибирск

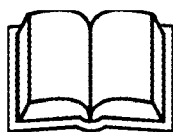
О  
ОТКРЫТОЕ АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО

СИБЭЛЕКТРОТЕРМ

КРУПНЕЙШИЙ В РОССИИ ЗАВОД  
ПО ПРОИЗВОДСТВУ  
ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ



Технические разработки и продукция отвечают требованиям промышленной безопасности опасных производственных объектов, стандартам МЭК и другим международным стандартам.



ОАО «Сибэлектротерм» обеспечивает шеф-монтажные и пуско-наладочные работы, поставку запасных частей, обучение персонала и технические консультации.

630088, Россия, г. Новосибирск, ул. Петухова, 51,  
тел-факс: 425873, 422866  
E-mail: term@online.nsk.su

Работает на рынке электрометаллургического и термического оборудования с 1945 г. и за это время завоевало лидирующие позиции среди крупнейших производителей электротермического оборудования как в России, так и за рубежом.

Продукция ОАО «Сибэлектротерм» успешно работает на ведущих предприятиях России, включая металлургический, машиностроительный, химический комплексы. Электропечи с торговой маркой «Сибэлектротерм» эксплуатируются в 52 странах мира.

### ОСНОВНЫЕ ВИДЫ ПРОДУКЦИИ

Дуговые сталеплавильные электропечи емкостью от 6 до 150 т переменного и постоянного тока.

Агрегаты "печь - ковш" для внепечного рафинирования стали емкостью от 12 до 380 т.

Руднотермические и рудовосстановительные электропечи мощностью от 1200 до 80000 кВт·А для осуществления более 50 различных электротехнологий.

Усовершенствованные узлы рудовосстановительных, руднотермических и дуговых сталеплавильных электропечей: гидropодъемники электродов, перепуски электродов, контактно-электродные узлы, короткие сети, водоохлаждаемые элементы футеровок для увеличения срока службы, тигель-ковши для рафинирования ферросплавов, современные системы газоочистки и рекуперации отходящих газов.

Дуговые вакуумные электропечи для выплавки слитков стали, титана, тантала с массой до 60 т.

Печи электрошлакового переплава для получения слитков массой от 2,5 до 200 т.

Вакуумные индукционные плавильные печи емкостью от 0,16 до 2,5 т.

Индукционные тигельные и каналные электропечи, электропечи сопротивления — миксеры для получения высококачественного алюминия, меди и других цветных металлов.

Крупные электропечи сопротивления широкого использования в металлургии и машиностроении: карусельные, камерные с выдвижным подом, садочные и высокомеханизированные проходные для осуществления различных электротехнологий.