

07

ISSN 0013-5860

# **Электротехника**

## **11 2001**

## 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 «АВТОМАТИЗИРОВАН-  
НЫЙ 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., ДАЦОВСКИЙ Л.Х.,  
ДОЛКАРТ В.М., КОПЫЛОВ И.П.,  
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,  
МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А.,  
РОЗАНОВ Ю.К., СЛЕЖАНОВС-  
КИЙ О.В. (зам. главного редактора),  
ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б.,  
УСОВ Н.Н., ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕН-  
ЦЕВ С.Н.

Издатель: ЗАО "Знак"

109280, Москва, ул. Ленинская  
слобода, 23, к. 214

Адрес редакции:

123242, Москва,  
Зоологическая ул., 11, комн. 213

Факс/телефон: 254-11-52

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

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.

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Соколов Н.Н.</b> Открытому акционерному обществу "Чебоксарский" электроаппаратный завод" (ОАО "ЧЭАЗ") - 60 лет .....	1
<b>Казаков Е.Б., Федоров В.М.</b> Основные направления работ ООО "ИЗВА" по выпуску высоковольтных комплектных распределительных устройств для различных отраслей промышленности .....	4
<b>Шаварин Н.И., Токмаков Д.А., Турханов К.В.</b> Расчет параметров регуляторов пускорегулирующих устройств типа УПР1 .....	9
<b>Матисон В.А.</b> Векторная система регулирования тока для трехфазных инверторов напряжения .....	13
<b>Кычкин В.Ф.</b> Вакуумные контакторы КВ1 класса напряжения 1140 В .....	17
<b>Нестерин В.А., Жуков В.П., Тойдеряков А.А.</b> Освоение новых изделий электромеханики на основе высокоэнергетических постоянных магнитов .....	19
<b>Степанов В.Г., Донской Н.В.</b> Качество фазного напряжения регулируемого электропривода переменного тока с учетом процессов коммутации транзисторных ключей .....	22
<b>Ясвен П.И.</b> Щиты постоянного тока для подстанций с селективной защитой .....	25

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

<b>Болюх В.Ф.</b> Влияние длительности токов обмотки возбуждения и якоря на эффективность индукционно-динамического электродвигателя .....	27
<b>Титов В.Г., Хватов О.С.</b> Расчет мощности машины двойного питания в генераторном режиме .....	31
<b>Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Барац Е.И.</b> Адаптивная система прямого управления моментом асинхронного двигателя .....	35
<b>Алиев И.И.</b> Асинхронный энергосберегающий двигатель .....	39
<b>Масленников В.С.</b> Электромагнитная постоянная времени высокомоментных вентильных двигателей .....	42

## ЭЛЕКТРОПРИВОД

<b>Поляков В.Н., Таран А.А., Шрейнер Р.Т.</b> Алгоритм численного решения задачи экстремального управления асинхронным электроприводом при ограничениях по току и напряжению .....	45
--	----

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

<b>Гаранин А.Ю.</b> Методика расчета динамических характеристик втяжного электромагнита постоянного тока .....	48
<b>Сергеев Б.С., Наговицын В.В.</b> Анализ работы дистанционно управляемого электромагнитного реле .....	52
<b>Шклярский Я.Э.</b> Стратегия управления потребителями — регуляторами реактивной мощности .....	57

## ХРОНИКА

<b>Юньков М.Г., Моцохейн Б.И., Марков В.В.</b> Третья международная (XIV Всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу .....	61
---	----

## НАШИ ЮБИЛЯРЫ

<b>Николай Николаевич Шереметьевский</b> .....	64
--	----

## Открытому акционерному обществу "Чебоксарский электроаппаратный завод" (ОАО "ЧЭАЗ") - 60 лет

СОКОЛОВ Н.Н., председатель Совета директоров ОАО "ЧЭАЗ".

В декабре этого года ОАО "ЧЭАЗ" отмечает свой 60-летний юбилей. Своим рождением Чебоксарский электроаппаратный завод обязан двум мировым войнам прошлого века: первой мировой войне, когда летом 1915 г. в г. Харьков из г.Риги был эвакуирован построенный там в 1888 г. завод "Всеобщей компании электричества", и второй мировой войне, когда в октябре 1941 г. уже из Харькова в Чебоксары был переведен цех комплектных устройств и устройств релейной защиты Харьковского электромеханического завода (ХЭМЗ). Вместе с цехами Ленинградского завода "Электрик", производившими изделия для авиационной, бронетанковой промышленности и морского флота, переехавшими в Чебоксары чуть позже, они заложили основу будущего развития ЧЭАЗ. Первым директором образованного Чебоксарского завода спецэлектроаппаратуры был назначен Я.С.Бенский, а главным инженером завода стал Д.С.Черничкин. 8 декабря 1941 г. были сданы в эксплуатацию станки и агрегаты первой очереди.

В годы войны ЧЭАЗ выпускал более 30 конструкций установочной аппаратуры для авиационной и танковой промышленности — 6 типов выключателей и переключателей, штепсельных разъемов, аппаратуру автоматики — контакторы постоянного и переменного тока, электромагнитные реле постоянного тока и реле переменного тока, комплектные устройства автоматики — станции управления синхронными и асинхронными двигателями специального назначения, станции управления двигателями постоянного тока. Однако восстановление разрушенного хозяйства на освобожденных территориях, строительство новых предприятий на базе эвакуированных в восточные районы страны требовали от электроаппаратного завода выпуска продукции мирного характера для отраслей народного хозяйства. С 1943 г. завод стал выпускать аппаратуру управления электроприводом (контакторы, реле, панели и блоки управления), защиты и автоматики для энергосистем.

В первые послевоенные годы конструкторы завода не только восстановили и модернизировали довоенную номенклатуру ХЭМЗ, но и разработали десятки новых, более совершенных электроаппаратов для народного хозяйства страны, которые по каче-



ству существенно превосходили изделия военного времени. Большое значение имело восстановление производства индукционной системы реле защиты: на ее базе стало возможным разрабатывать реле мощности, необходимое в большинстве схем защиты и создать реле сопротивления, реле баланса тока, реле напряжения, частоты и разности частот. Был освоен ряд новых серий реле, что поднимало отечественную релейную технику на более высокий уровень, обеспечивало возможность осуществления бы-

стродействующих защит. Большим достижением в производстве релейной защиты было освоение выпуска релейных панелей направленной защиты с высокочастотной блокировкой. В процессе его разработки и освоения, в свою очередь, был разработан и освоен ряд новых конструкций промежуточных реле, комплектов кодовых реле, фильтров тока и напряжения, других вспомогательных устройств в виде сопротивлений и промежуточных трансформаторов. Были созданы новые аппараты управления и электропривода. Например, было освоено производство серии контакторов постоянного тока типа КП-500, которая была рекомендована научно-техническим советом Министерства электротехнической промышленности как единая всеоюзная серия.

В начале 50-х годов перед энергетикой страны была поставлена задача увеличить выработку электроэнергии на 80%. К этому времени ЧЭАЗ был единственным предприятием в стране, выпускающим реле и устройства защиты электрических установок, аппаратуры управления в виде мощных контакторов переменного и постоянного тока, а также реле управления общепромышленного назначения, коммутационной авиационной аппаратуры. Кроме того, ЧЭАЗ производил больше половины изготавливаемых в СССР устройств для автоматизированного управления электроприводами. Номенклатура изделий достигла 1500 исполнений. К 1951 г. практически не было ни одной отрасли народного хозяйства, которая могла бы работать без продукции электроаппаратного завода.

Задачи, поставленные перед энергетиками страны, требовали ускоренных темпов развития электротехнической промышленности, резкого изменения создавшегося положения с изготовлением аппара-

туры релейной защиты. Постоянно повышались требования к аппаратуре, особенно в части увеличения срока службы. В 50-е годы коллектив конструкторов и исследователей завода в содружестве с научными институтами и высшими учебными заведениями страны осуществил большую работу по созданию новейших электроаппаратов для новых типов панелей дифференциальной и дистанционной защиты линий электропередач. Расширилась номенклатура аппаратуры защиты — создавались принципиально новые конструкции массовых реле защиты: времени, промежуточных и реле тока. Были сделаны первые шаги по применению в релейной технике полупроводниковых приборов: изготовлены образцы реле направления мощности и реле сопротивления. За разработку и освоение производства новых видов электрооборудования релейной защиты для Куйбышевской ГЭС и ЛЭП-400 кВ Куйбышев-Москва бывшему тогда главным инженером завода А.В.Буйволу, в составе группы работников Минэнерго СССР, была присуждена Ленинская премия.

Коренной переработке подверглась конструкция контакторов на основе новых принципов кинематики и динамики, что повышало износостойкость и расширяло возможности их использования при тяжелых режимах работы.

Увеличился объем работ по расширению номенклатуры и унификации выпускаемых станций управления. В частности, была завершена разработка нормализованных серий станций управления электроприводами постоянного тока для разных типов двигателей и видов торможения.

Совершенствовалась коммутационная аппаратура различного назначения, исходя из возросших требований к надежности их действия.

Значительной вехой в техническом развитии завода явилась разработка и производство оборудования для работы в тропическом климате, которое стало экспортироваться в страны Ближнего Востока.

Началась разработка серий аппаратов для использования оперативного переменного тока, что давало возможность в ряде случаев отказаться от установки аккумуляторных батарей. За разработку аппаратуры на переменном оперативном токе коллектив завода в 1959 г. был награжден Дипломом первой степени ВДНХ. В 1958 г. была заложена вторая производственная площадка завода, так как производственные площади в центре города уже не позволяли расширять производство.

60-е годы ознаменовались тем, что в стране был взят курс на преимущественное развитие тяжелой индустрии. Валовую продукцию промышленности было намечено увеличить на 80%. Ставилась задача создать единые энергетические системы Сибири, Средней Азии и Европейской части СССР. Этим определялись и задачи ЧЭАЗ — сыграть значительную роль в осуществлении планов технического про-

гресса, механизации и автоматизации производственных процессов в различных отраслях народного хозяйства, воплощении идей сплошной электрификации страны.

В 1961 г. на базе специалистов и оборудования ЧЭАЗ был создан Чувашский электротехнический научно-исследовательский институт (ЧЭТНИИ), который позже был переименован во Всесоюзный научно-исследовательский институт релестроения (ВНИИР). Инициатива создания самостоятельного от завода НИИ принадлежала бывшему в это время директором ЧЭАЗ А.В.Буйволу, который и возглавил институт. До 1991 г. ВНИИР определял основные направления развития ЧЭАЗ в области низковольтной аппаратуры, релейной защиты, электроприводов, программируемых контроллеров, низковольтных комплектных устройств.

Разработка и поставка электрооборудования для Асуанского гидроэнергетического комплекса подняли еще выше технический уровень отечественного релестроения: в основу создания устройств РЗА был положен принцип использования магнитоэлектрических элементов и схем выпрямления взамен индукционного. Так, были созданы комплекты двухступенчатой дистанционной защиты в малогабаритном исполнении, реле сопротивления, тока обратной последовательности и защиты ротора генератора. За участие в разработке и наладке оборудования для Асуанского гидрокомплекса старший инженер релейной лаборатории, а ныне — главный конструктор по РЗА Г.П.Варганов был награжден орденом "Знак почета".

Помимо создания новых аппаратов управления, станций управления и магнитных станций для крупных предприятий страны была разработана конструкция крупноблочных комплектных щитов.

В декабре 1968 г. было открыто новое направление — производство электроприводов. На базе этого производства завод впоследствии освоил выпуск 9 серий электроприводов постоянного тока, 7 серий вентильных электроприводов, 4 серии электроприводов переменного тока. В 70—80-е годы производство типовых и индивидуальных шкафов комплектных устройств на основе электроприводов и контроллеров собственного производства для станочного и электротермического оборудования заняло значительную долю в объемах производства завода.

В начале 70-х годов ЧЭАЗ производил уже более 50 тыс. типов исполнения электротехнической продукции: 85% выпускаемых в стране реле защиты и 100% панелей защиты, 75% контакторов постоянного тока, 12,4% низковольтных комплектных устройств. Продукция предприятия экспортировалась почти в 60 стран мира. Вырос технический уровень выпускаемой продукции: налажен выпуск новых комплектных устройств на микроэлектронной элементной базе — интегральных микросхемах и полупроводниковых приборах.

К концу 80-х годов ЧЭАЗ стал одним из самых крупных заводов по производству низковольтного электрооборудования, включая низковольтные аппараты, регулируемые бесконтактные электроприводы, программируемые контроллеры, низковольтные комплектные устройства (НКУ) и устройства релейной защиты. Имея такую уникальную номенклатуру, ЧЭАЗ стал лидером в области производства наукоемкого электрооборудования для станкостроения и изготовителем устройств релейной защиты и системной автоматики высоковольтного электрооборудования и линий электропередач напряжением до 750 кВ.

Спад производства в России, начавшийся в 1992 г., наиболее негативно отразился на машиностроении, в результате чего ЧЭАЗ лишился своего основного заказчика. Кроме того, почти прекратилось строительство энергообъектов. Это привело к снижению спроса на устройства релейной защиты и управления электроприводами.

Для сохранения накопленного уникального технического и производственного потенциала заводом был взят курс на расширение номенклатуры производства в расчете на платежеспособных заказчиков: в области низковольтных аппаратов — за счет производства специальной аппаратуры для тяжелых режимов работы; в области НКУ — путем освоения импортозамещающих изделий. К 2000 г. ЧЭАЗ изготавливал НКУ распределения электроэнергии и управления электроприводами по всей номенклатуре, необходимой для электростанций, подстанций, газокompрессорных станций, газо- и нефтеперерабатывающих заводов. Среди вновь освоенных перспективных изделий: вентильные электродвигатели серии 5ДВМ для станкостроения, многотарифные счетчики электроэнергии ЦЭ 2706, малогабаритные вакуумные контакторы КВ1, системы распределительных щитов модульной и ячеечной конструкций, установки для намагничивания постоянных магнитов и контроля их параметров, устройства для компенсации реактивной мощности в сетях 0,4 кВ, система управления погружными насосами для нефтяных скважин и многое другое. Сегодня ведется освоение производства таких изделий, как комплектные трансформаторные подстанции для промышленных предприятий, станций управления погружными насосами для добычи нефти, комплекты электрооборудования для газоперекачивающих агрегатов и газотурбинных электростанций контейнерного типа.

С появлением микропроцессорных защит ЧЭАЗ перестал быть основным производителем в области релейной защиты. Однако жизнь доказала, что микропроцессорные защиты будут сосуществовать с защитами, построенными на базе электромеханических реле в силу высокой надежности последних. Свою уникальную работоспособность эти защиты

доказали при аварии на Чернобыльской АЭС и во время 8-бального землетрясения в г.Газли на юге Узбекистана, предотвратив там системные аварии. В пользу этих защит говорит и их низкая стоимость, и простота эксплуатации.

В последние 2 года ведется активная работа по оснащению производственных подразделений современным оборудованием. В частности, запущена линия порошковой окраски металлоконструкций шкафов и щитов, приобретены новые электроэрозионные станки для производства технологической оснастки, получено листогибочное и дыропробивное оборудование фирмы "Финн-Пауэр", установлены современные программно-аппаратные средства САПР. Развернута работа по внедрению интегрированной системы управления предприятием MRP II.

На ЧЭАЗ уверены, что основной составляющей конкурентоспособности предприятия является соответствие качества выпускаемой продукции мировым стандартам. В мае 2000 г. независимой германской фирмой "ТЮФ СЕРТ" была сертифицирована заводская система качества. Через год, в июле 2001 г., было подтверждено ее соответствие международному стандарту ИСО 9001-1994.

Мы гордимся тем, что ЧЭАЗ внес свой вклад в развитие российской электротехники. Большая часть низковольтной электроаппаратуры, находящейся в эксплуатации, изготовлена на ЧЭАЗ. Завод был дважды отмечен правительственными наградами: в 1944 г. — орденом Трудового Красного Знамени, а в 1971 г. — орденом Октябрьской Революции. На базе специалистов ЧЭАЗ был создан научно-исследовательский электротехнический институт — ВНИИР. Специалисты ЧЭАЗ обучают студентов в Чувашском государственном университете по специальностям "Электрические и электронные аппараты", "Автоматическое управление электроэнергетическими системами", "Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов". Восемь предприятий электротехнического профиля объединены при участии ЧЭАЗ в Некоммерческое партнерство "Чебоксарский центр РЗА", что позволяет говорить о сохранении чебоксарской школы РЗА. Среди главных специалистов ЧЭАЗ по направлениям деятельности 4 кандидата технических наук и 1 доктор технических наук. В этом году создан свой инженерно-технический центр для выполнения собственными силами НИР и ОКР.

Насыщенная событиями и успехами история завода со сложившимися традициями жизни и производства, стабильный рост объемов производства в последние 2 года — 170,1% в 1999 г. и 172,4% в 2000г. — придают уверенность коллективу ОАО "ЧЭАЗ" в том, что он сумеет упрочить и расширить свои позиции на электротехническом рынке России.

# Основные направления работ ООО "ИЗВА" по выпуску высоковольтных комплектных распределительных устройств для различных отраслей промышленности

КАЗАКОВ Е.Б., ФЕДОРОВ В.М.

*Описаны основные исполнения комплектных распределительных устройств, выпускаемых ООО "ИЗВА" для различных отраслей промышленности; позволяющие заказчику ориентироваться при выборе КРУ для своих объектов.*

*Показаны перспективные направления работ ООО "ИЗВА" в области освоения новых комплектных высоковольтных распределительных устройств.*

*The basic performances of complete distributive systems produced by ООО "IZVA" here are circumscribed for different branches of industries permitting to the customer to orient at a choice CSC for their objects.*

*The perspective directions of operations ООО "IZVA" are shown in the field of mastering new complete high-voltage switching systems.*

В настоящее время не существует производственных технологий, в которых электроэнергия не участвовала бы в качестве одного из важнейших компонентов. Преобразующее влияние электрификации на экономику России велико, потребление электроэнергии растёт, выработка электроэнергии всё больше увеличивается.

Широкое применение нашли во всех отраслях народного хозяйства комплектные распределительные устройства в схемах приёма и распределения электроэнергии.

Комплектные распределительные устройства на 6—10 кВ выпускает ряд заводов России, в том числе и Ишлейский завод высоковольтной аппаратуры.

ООО "Ишлейский завод высоковольтной аппаратуры", являясь в настоящее время филиалом ОАО "Чебоксарский электроаппаратный завод", в то же время представляет собой юридическое лицо, имеющее свой расчетный счет.

С 1965 г. и по сегодняшний день завод специализируется на выпуске высоковольтной аппаратуры. Основной продукцией завода являются комплектные распределительные устройства, предназначенные для приема и распределения электрической энергии трехфазного переменного тока частотой 50 и 60 Гц на номинальное напряжение 6 и 10 кВ. Они широко применяются для тепловых, газотурбинных электростанций, трансформаторных подстанций, промышленных предприятий, электрификации транспорта, в том числе метрополитена, сельского хозяйства, а также других объектов электроснабжения. Основными потребителями продукции завода являются энергетическая, горнодобывающая и металлургическая отрасли промышленности.

Находясь на рынке высоковольтных КРУ более 40 лет, завод зарекомендовал себя надежным поставщиком КРУ серий КРУ2-10-20, КРУ2-10-20М, КМВ и КСО и прочно завоевал свое место на рынке.

Завод изготавливает следующие серии КРУ:

Устройства комплектные распределительные серии КРУ2-10-20, КРУ2-10-20М на номинальные токи до 3150А (рис.1), предназначенные для работы в электрических установках трехфазного переменного тока частоты 50 и 60 Гц напряжением 6 и 10 кВ для систем с изолированной или заземленной через дугогасящий реактор нейтралью. Климатическое исполнение — У, Т, категория размещения — 3 по ГОСТ 15150.

Выпускаются по ТУ16-93 БПМИ 077.076.001ТУ (взамен ТУ16-536081).

По способу обслуживания шкафы КРУ2-10-20, КРУ2-10-20М могут быть двустороннего и одностороннего обслуживания. При одностороннем обслуживании доступ к аппаратуре и возможность монтажа кабельных разделок обеспечиваются после выкатывания элемента в ремонтное положение.

КРУ выпускаются с одной системой сборных шин с неразделенными фазами.

Вид линейных высоковольтных подсоединений — кабельные и шинные.

В зависимости от установленной в них аппаратуры главных цепей шкафы КРУ2-10-20 и КРУ2-10-20М выпускаются следующих типов:

а) КВЭ — комплектный шкаф с масляным, вакуумным или элегазовым выключателем с электромагнитным приводом;

б) КТН — комплектный шкаф с трансформаторами напряжения;

в) КРД — комплектный шкаф с разъёмными контактами;

г) КСБ — комплектный шкаф с кабельными сборками и перемычками;

д) КРВП — комплектный шкаф с разрядниками;

е) КА — комплектный шкаф комбинированный с разрядниками, конденсаторами и трансформаторами напряжения и т.д.;

ж) КПК — комплектный шкаф с силовыми предохранителями до 32 А;

з) КШП — комплектный шкаф с шинными перемычками;

и) КСТ — комплектный шкаф с силовыми трансформаторами ТСКС-40;



Рис.1. Устройство комплектное распределительное типа КРУ2-10

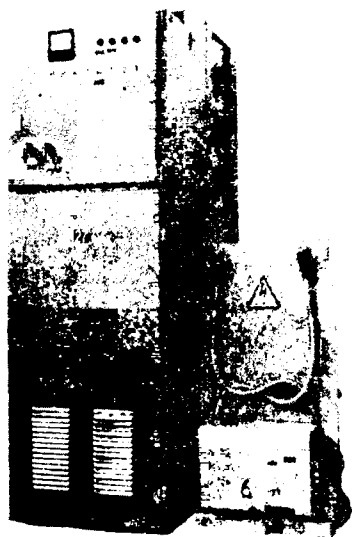


Рис.2. Устройство комплектное распределительное типа КМВ

к) ШНВА — комплектный шкаф с низковольтной аппаратурой.

Устройства комплектные распределительные серии КМВ на номинальные токи до 3150 А (рис.2), предназначенные для работы в электрических установках трехфазного переменного тока частоты 50 Гц напряжением 6 и 10 кВ для систем с изолированной нейтралью или заземленной через дугогасящий реактор. Климатическое исполнение — У, Т категории размещения — 3 по ГОСТ

15150. Выполняются по ТУ 16-93 БПМИ 677.076.001 ТУ (взамен ТУ 16-536081).

По способу обслуживания шкафы серии КМВ могут быть двустороннего и одностороннего обслуживания. При одностороннем обслуживании доступ к аппаратуре и возможность монтажа кабельных разделок обеспечиваются после выкатывания элемента в ремонтное положение. Шкафы КМВ выпускаются с одной системой сборных шин с неразделенными фазами.

Вид линейных высоковольтных подсоединений — кабельные и шинные.

Шкафы серии КМВ являются аналогами КРУ серий КМ1 и КМ1-Ф производства Запорожского завода высоковольтной аппаратуры.

В зависимости от установленной в них аппаратуры главных цепей шкафы КМВ выпускаются следующих типов:

- а) ШВВ — шкаф с выключателем вакуумным;
- б) ШВГ — шкаф с выключателем элегазовым;
- в) ШВМ — шкаф с выключателем масляным с пружинным приводом;
- г) ШВМЭ — шкаф с выключателем масляным с электромагнитным приводом;
- д) ШР — шкаф с разъединителем;
- е) ШШР — шкаф с разъёмными контактными соединениями;
- ж) ШТН — шкаф с трансформаторами напряжения;
- з) ШПС — шкаф с силовыми предохранителями;
- и) ШГВ — шкаф глухих выводов;
- к) ШКС — шкаф с кабельными сборками;
- л) ШСТ — шкаф с силовыми трансформаторами;
- м) ШКА — шкаф комбинированный (с трансформаторами напряжения, разрядниками, статическими конденсаторами);
- н) ШНВА — шкаф со вспомогательным оборудованием и аппаратурой;
- о) ШШП — шкаф шинных перемычек;
- п) ШШВ — шкаф шинных вводов;
- р) ШВ — шкаф вставок;

с) ОРШ — отдельно стоящий релейный шкаф с размещением в нем общеподстанционной аппаратуры (АЧР или автоматики обогрева счетчиков).

Камеры сборные одностороннего обслуживания КСО-292, КСО-2000 на номинальные токи до 1000 А (рис.3, 4), предназначенные для работы на распределительных устройствах сетей трехфазного переменного тока на номинальное напряжение 6—10 кВ частоты 50 Гц с изолированной или заземленной через дугогасительный реактор нейтралью.

Климатическое исполнение камер КСО — У, Т категории размещения — 3 по ГОСТ 15150. Выпускаются по ТУ БПМИ 674 512 001 ТУ. По способу обслуживания камеры КСО одностороннего обслуживания.

Камеры КСО выпускаются с одной системой шин с неразделёнными фазами.

Вид линейных подсоединений — кабельные и шинные.

В зависимости от установленных в них аппаратур главных цепей камер КСО выпускаются следующих типов:

- камеры КСО с высоковольтными выключателями ВВ/TEL-10, ВБЭ-10 на 630, 1000 А;
- камеры КСО с силовыми предохранителями ПКТ6, ПКТ10, ПKN6, ПKN10;
- камеры КСО с выключателями нагрузки;
- камеры КСО с трансформаторами напряжения НОМ, НАМИ, ЗНОЛ;
- камеры КСО с разъединителями РВ, РВЗ, РВФЗ на 630, 1000 А с приводами ПР-10;
- камеры КСО с кабельными сборками;
- камеры КСО с силовыми трансформаторами ТСКС-10/0,4 кВ, 25 кВ·А;
- камеры КСО с аппаратурой собственных нужд;
- камеры КСО с разрядниками или ограничителями перенапряжений ОПН-6, ОПН-10.



Рис.3. Камера сборная одностороннего обслуживания КСО-292

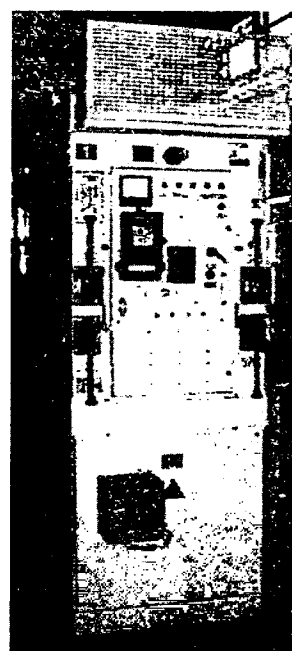


Рис.4. Камера сборная одностороннего обслуживания КСО-2000

**Технические параметры комплектных распределительных устройств** в основном определяются параметрами встраиваемых в шкафы КРУ высоковольтных выключателей.

В качестве высоковольтных выключателей в КРУ, выпускаемых ООО "ИЗВА", могут применяться маломасляные, вакуумные или элегазовые выключатели во всём диапазоне номинальных токов. В последнее время заказчики в основном ориентируются на вакуумные и элегазовые выключатели, которые обладают преимуществами перед масляными выключателями.

#### **У вакуумных выключателей:**

- отсутствие специальной дугогасящей среды, требующей замены;
- высокая износостойкость, обеспечивающая срок службы выключателей до 25 лет при минимальных эксплуатационных затратах;
- быстрое восстановление электрической прочности межконтактного промежутка;
- полная взрыво- и пожаробезопасность, отсутствие выбросов продуктов горения дуги в окружающее пространство;
- высокое быстродействие, обусловленное малой массой контактов и их малым ходом;
- широкий диапазон рабочих температур от ( $-70^{\circ}\text{C}$  до  $+200^{\circ}\text{C}$ ).

#### **У элегазовых выключателей:**

- полная пожаро- и взрывоопасность;
- высокая электрическая прочность элегаза, обеспечивающая требуемую степень изоляции при минимальных расстояниях и оптимальные условия гашения дуги, что позволяет иметь высокую отключающую способность выключателей;
- отсутствие перенапряжений при коммутации;
- возможность отключения больших ёмкостных токов;
- высокая износостойкость, обеспечивающая срок службы выключателя до 10 лет при минимальных эксплуатационных затратах;
- высокая надёжность.

В КРУ серий КРУ2-10-20, КМВ и КСО, выпускаемых ООО "ИЗВА" применяются следующие типы выключателей:

#### **в КРУ2-10-20**

- масляные выключатели ВМПЭ-10-20, ВМПЭ-

10-31,5, ВПЭ-10-20;

— вакуумные выключатели ВВТЭ-М-10-20, ВВ/TEL-10-20 (рис.5, 6);

— элегазовые выключатели типа VF (рис.7);

**в КМВ** на номинальные токи до 1600 А

— масляные выключатели типов ВК10, ВКЭ-10;

— вакуумные выключатели типов ВБКЭ-10, ВВЭМ-10, ВВ/TEL-10-20 (рис.5, 6);

— элегазовые выключатели типа VF (рис.7);

**в КМВ** на номинальные токи до 3150 А

— масляные выключатели ВМПЭ-10;

— элегазовые выключатели типа VF (рис.7);

**в КСО**

— вакуумные выключатели типов ВВ/TEL-10-20, ВБЭ-10.

Характеристики комплектных распределительных устройств типов КРУ2-10, КМВ и камер типа КСО приведены в таблице.

В качестве схем вспомогательных цепей шкафов КРУ применяются схемы из типовых работ проектных институтов: "Гидроэлектропроект" г. Москвы — 5ВБ350..., Нижегородского отделения "Энергосеть-проект" — 13579ТМ для КРУ с масляными, электромагнитными и вакуумными выключателями и схемы АООТ "Мосэлектроштит" — 6КИ.073..., для КРУ с элегазовыми выключателями, что обеспечивает возможность применения КРУ как для понижающих подстанций электрических сетей, так и для подстанций промышленных предприятий.

Схемы разработаны с большим количеством типоразмеров в зависимости от наличия различных видов защиты, автоматики, аппаратов учета, что позволяет заказчику обеспечить большой выбор схем в зависимости от сложности и ответственности объекта.

С 1998 г. завод выпускает указанные исполнения КРУ со схемами вторичных цепей, выполняемых на базе микропроцессорных устройств РЗА семейства SPACOM (SPA 100/300, SPAC 800) выпускаемых фирмой "АББ-Реле — Чебоксары (Автоматизация)".

Применение микропроцессорных устройств серии SPACOM позволяет надёжнее защищать первичное оборудование, качественно улучшить показатели защиты, информативность устройств в нормальных и аварийных режимах работы, снизить эксплуатационные затраты на обслуживание РЗА.

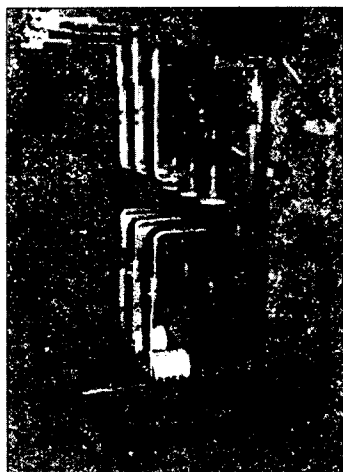


Рис.5. Выкатной элемент с вакуумным выключателем ВВ/TEL



Рис.6. Выкатной элемент с вакуумным выключателем ВВТЭ



Рис.7. Выкатной элемент с элегазовым выключателем VF



Параметр	КРУ2-10-20УЗ	КРУ2-10-31,5	КРУ2-10-20ТЗ	КРУ2-10-31,5ТЗ	КСО		
	КМВ-10-20 УЗ	КМВ-10-31,5 УЗ	КМВ-10-20-ТЗ	КМВ-10-31,5 ТЗ	КСО-285	КСО-292	КСО-2000
Номинальное напряжение (линейное), кВ	6,0	10,0	6,6	11,0	6; 10	6; 10	6; 10
Наибольшее рабочее напряжение (линейное), кВ	7,2	12,0	7,2	12,0	7,2; 12,0	7,2; 12,0	7,2; 12,0
Номинальный ток главных цепей шкафов КРУ2-10-20, КРУ 2-10-20М, КМВ, А	630; 1000; 1600; 2000; 3150		630; 1250; 2500		—	—	—
Номинальный ток главных цепей камер с КСО с вакуумным выключателем, кроме выключателя нагрузки, А	—		—		630; 1000	630; 1000	630; 1000
Номинальный ток сборных шин, А	1000; 1600; 2000; 3150		1250; 2500		630; 1000	630; 1000	630; 1000
Номинальные токи отключения выключателей, встроенных в шкаф КРУ и КМВ, кА:							
— кроме элегазовых	20	31,5	20	31,5	—	—	—
— для элегазовых	40	40	40	40	—	—	—
Номинальный ток отключения выключателей, встроенных в камеры КСО, кА							
— с масляным выключателем	—		—		20	—	—
— с вакуумным выключателем	—		—		12,5; 20	12,5; 20	12,5; 20
Ток термической стойкости (кратковременный ток) для КРУ и КМВ, кА							
— для промежутка времени 1 с	34,5	54,5	34,5	54,5	—	—	—
— для промежутка времени 3 с	20	31,5	20	31,5	—	—	—
Ток термической стойкости камер КСО, кА:							
— с вакуумным выключателем (кратковременный ток)	—	—	—	—	12,5; 20	12,5; 20	12,5; 20
— с масляным выключателем (кратковременный ток)	—	—	—	—	20	—	—
Номинальный ток электродинамической стойкости главных цепей шкафов КРУ и КМВ, кА	51	81	51	81	—	—	—
Ток электродинамической стойкости камер КСО, кА:							
— с вакуумным выключателем	—	—	—	—	32; 52	32; 52	32; 52
— с масляным выключателем	—	—	—	—	52	—	—
Номинальное напряжение вспомогательных цепей шкафов КРУ и КМВ постоянного тока, В	110; 220		110; 220		—	—	—
Номинальное напряжение вспомогательных цепей камер КСО (цепи защиты, управления и сигнализации постоянного и переменного тока), В	—		—		220	220	220

Основные достоинства микропроцессорных устройств серии SPACOM:

- многофункциональность;
- местное и дистанционное управление;
- возможность интегрирования в систему управления верхнего уровня;
- приём сигналов от внешних защит с последующим действием на отключение;
- контроль готовности цепей управления выключателем;
- регистрация параметров аварийных событий;
- гибкая программируемая логика с действием на сигнал или отключение;
- цифровой дисплей для отображения параметров и задания уставок;
- интерфейс последовательной связи для передачи данных о событиях, уставках и состоянии оборудования;
- высокая надёжность, обеспечиваемая системой самоконтроля;
- устойчивость к воздействию электронных помех согласно стандарту МЭК 255;
- малое потребление по цепям тока и оперативного питания.

Принимаются заказы на изготовление по схемам вспомогательных цепей заказчика КРУ, т.е. по нетиповым схемам. Завод изготавливает и поставляет любые запасные части и сборочные единицы (узлы) к выпускаемым комплектным распределительным устройствам.

Шкафы КРУ, выпускаемые ООО "ИЗВА", имеют **сертификаты соответствия:**

*шкафы КРУ*

- Госстандарта РОСС RU.MB02.B00203,
- ассоциации ЭНЕРГОСЕРТ РОСС

RU.MB02.H.00257;

*шкафы КМВ*

- Госстандарта РОСС RU.MB02.B00202,
- ассоциации ЭНЕРГОСЕРТ РОСС

RU.MB02.H.00256;

*шкафы серии КСО*

КСО-292

- Госстандарта РОСС RU.MB02.B00241,
- ассоциации ЭНЕРГОСЕРТ РОСС

RU.MB02.H.00395;

КСО-2000

- Госстандарта РОСС RU.MB02.B00420,
- ассоциации ЭНЕРГОСЕРТ РОСС

RU.MB02.H.00394.

Накопленный опыт выпуска комплектных распределительных устройств показал, что изготовление и поставки полностью смонтированных, отрегулированных комплектных распределительных устройств высокого напряжения, в нашем случае на 6—10 кВ, на промышленных предприятиях и других объектах является главным направлением технического прогресса в деле индустриализации и электрификации страны.

С целью закрепления достигнутых позиций завод ведет наращивание темпов работ по модернизации выпускаемых и освоению новых исполнений КРУ. Так, камеры сборные одностороннего обслуживания серии КСО-2000, выпуск которых завод начал в 2000 г., являются новым видом в номенклатуре КРУ, выпускаемых заводом на сегодняшний день.

Основными преимуществами камер серии КСО-2000 являются:

- уменьшенные габариты камер, что позволяет

использовать их для модернизации и расширения (увеличения количества ячеек) на уже существующих площадках;

- разделение камеры на отсеки: высоковольтный, релейный и кабельный, что обеспечивает безопасное проведение технического обслуживания и ремонтных работ;

- применение малогабаритных вакуумных выключателей ВВ/TEL, отличающихся малым потреблением электроэнергии по оперативным цепям и работой в течение всего срока службы без ремонта;

- применение в схемах вторичных цепей микропроцессорных устройств РЗА типов SPAC, SPACV, SPACF.

- повышенная безопасность при работе.

Завод поставляет комплектные устройства указанных серий на экспорт, в том числе и в страны с тропическим климатом.

Продукция завода, так же как и само предприятие, хорошо известна в России, ближнем и дальнем зарубежье и пользуется устойчивым спросом.

## Выводы

1. На примере комплектных распределительных устройств производства ИЗВА можно сделать вывод, что в последнее время особое значение приобретает вопрос разработки и освоения новых конструкций КРУ.

2. В основном все вновь осваиваемые новые конструкции КРУ имеют повышенные заводскую готовность и эксплуатационную надёжность, меньшие габариты и материалоемкость. Это достигается за счёт применения новых комплектующих изделий, в частности вакуумных и элегазовых высоковольтных выключателей, микропроцессорной техники во вторичных цепях шкафов КРУ, использования новых материалов с более высокими эксплуатационными характеристиками.

3. Если проанализировать выпуск КРУ в России за последние пять лет, то можно сделать вывод, что предприятия, создающие и изготавливающие КРУ, существенно и качественно изменили номенклатуру серийно изготавливаемых комплектных распределительных устройств.

Всё это помогает в ускорении технического прогресса в деле дальнейшей индустриализации и электрификации страны.

## Список литературы

1. **Дорошев К.И.** Комплектные распределительные устройства 6—35 кВ. М.: Энергоиздат, 1982.

2. **Дорошев К.И.** Применение новых выключателей в комплектных распределительных устройствах до 35 кВ. М.: Энергия, 1985.

3. **Комплектные электротехнические устройства:** Справочник. Т. 1. Ч. 1. М.: Информэлектро, 1999.

4. **Правила устройства электроустановок.** М.: Энергоатомиздат, 1985.

**Казаков Евгений Борисович** — директор ООО "ИЗВА". В 1976 г. окончил факультет электрофикации промышленности ЧувГУ. Инженер-электромеханик.

**Федоров Валерий Михайлович** — главный конструктор ООО "ИЗВА". В 1970 г. окончил факультет электрофикации промышленности ЧувГУ. Инженер-электромеханик.

# Расчет параметров регуляторов пускорегулирующих устройств типа УПР1

ШАВАРИН Н.И., ТОКМАКОВ Д.А., ТУРХАНОВ К.В.

Изложен подход к выбору параметров регуляторов системы управления пускорегулирующих устройств УПР1, выпускаемых фирмой "ЭЛПРИ" ЧЭАЗ. Параметры регуляторов рассчитываются частотным методом. Математическое описание электродвигателя и силовой схемы УПР1 линеаризовано.

Stated approach to the choice parameters regulators of managerial system a starting-adj usting devices, produced by the ELPRI firm CHEAZ OJS Company. Parameters of regulators pay a frequency method. Mathematical description electrical motor and power scheme was made linear.

Предприятие "ЭЛПРИ" ЧЭАЗ выпускает серию пускорегулирующих устройств УПР1 для организации плавного пуска и кратковременного регулирования скорости асинхронных электродвигателей, а также для регулирования напряжения на активно-индуктивной нагрузке.

В эту серию входят нереверсивные, нереверсивные с динамическим торможением, реверсивные, реверсивные с динамическим торможением и контролем скорости УПР1. Номинальное силовое напряжение — 380 В, токи — 25, 63, 160 и 400 А. Силовая схема выполнена на тиристорах, включенных встречно-параллельно.

Функциональная схема УПР1 изображена на рис.1. Она состоит из регуляторов напряжения (скорости) (РН(РС)) и тока (РТ), датчиков тока (ДТ) и напряжения (ДН), системы импульсно-фазового управления (СИФУ) и силовой схемы.

Практическое применение таких электроприводов показало, что не всегда требуются высокие динамические характеристики. Для таких случаев появилась необходимость в упрощенной методике выбора и расчета параметров регуляторов.

Для математического описания УПР1 совместно с электродвигателем примем следующие допущения: намагничивающие силы обмоток двигателя распределены синусоидально вдоль окружности воздушного зазора; не учитывается неравномерность воздушного зазора; магнитная цепь машины не насыщается; потери в стали статора и ротора отсутствуют; обмотки статора и ротора строго симметричны со сдвигом осей обмоток на 120°.

При моделировании и экспериментальном исследовании использовались параметры двигателя 4А255Н2УЗ.

Уравнения равновесия напряжений для обмоток трех фаз статора имеют вид [1]:

$$u_{1A} = i_{1A}R_1 + \frac{d\psi_{1A}}{dt}; \quad u_{1B} = i_{1B}R_1 + \frac{d\psi_{1B}}{dt}; \quad u_{1C} = i_{1C}R_1 + \frac{d\psi_{1C}}{dt};$$

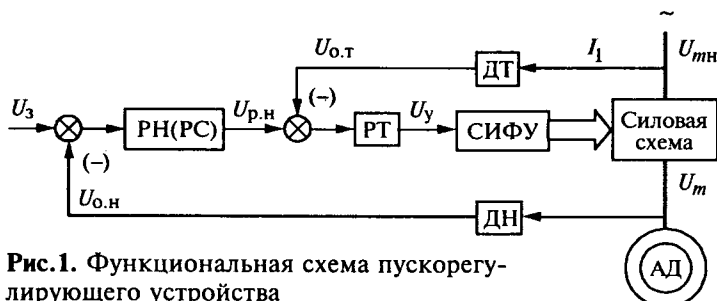


Рис.1. Функциональная схема пускорегулирующего устройства

соответственно для обмоток ротора

$$u_{2a} = i_{2a}R_2 + \frac{d\psi_{2a}}{dt}; \quad u_{2b} = i_{2b}R_2 + \frac{d\psi_{2b}}{dt}; \quad u_{2c} = i_{2c}R_2 + \frac{d\psi_{2c}}{dt},$$

где  $u_{1A}, u_{1B}, u_{1C}, u_{2a}, u_{2b}, u_{2c}$  — мгновенные значения фазных напряжений статора и ротора;  $i_{1A}, i_{1B}, i_{1C}, i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}$  — мгновенные значения фазных токов статора и ротора;  $R_1, R_2$  — активные сопротивления обмоток статора и ротора;  $\psi_{1A}, \psi_{1B}, \psi_{1C}, \psi_{2a}, \psi_{2b}, \psi_{2c}$  — полные потокоцепления фазных обмоток.

Полная система уравнений математического описания асинхронного электродвигателя содержит гармонические коэффициенты. Приведем эту систему к эквивалентному двухфазному электродвигателю [1].

Учитывая необходимость контроля тока статора в процессе управления электродвигателем, преобразуем систему координат в систему координат  $\alpha, \beta$ , так как в этой системе ток в фазе  $\alpha$  пропорционален реальному току фазы А.

После преобразования получим:

$$u_{1\alpha} = \frac{R_1 L_2}{L_{12} L_S} \psi_{1\alpha} + \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} - \frac{R_1}{L_S} \psi_{2\alpha};$$

$$u_{1\beta} = \frac{R_1 L_2}{L_{12} L_S} \psi_{1\beta} + \frac{d\psi_{1\beta}}{dt} - \frac{R_1}{L_S} \psi_{2\beta};$$

$$0 = \frac{R_2 L_1}{L_{12} L_S} \psi_{2\alpha} + \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} - \frac{R_2}{L_S} \psi_{1\alpha} + v_{эл} \psi_{2\beta};$$

$$0 = \frac{R_2 L_1}{L_{12} L_S} \psi_{2\beta} + \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} - \frac{R_2}{L_S} \psi_{1\beta} - v_{эл} \psi_{2\alpha},$$

где  $L_S = \frac{L_1 L_2 - L_{12}^2}{L_{12}}$  — индуктивность рассеяния;

$v_{эл} = p_n v$  — угловая частота тока в роторе;

$v$  — угловая скорость вала электродвигателя;

$p_n$  — число пар полюсов.

Уравнения токов статора и ротора, электромагнитного момента  $M$  и уравнение движения:

$$i_{1\alpha} = \frac{L_2}{L_{12} L_S} \psi_{1\alpha} - \frac{1}{L_S} \psi_{2\alpha}; \quad i_{1\beta} = \frac{L_2}{L_{12} L_S} \psi_{1\beta} - \frac{1}{L_S} \psi_{2\beta};$$

$$i_{2\alpha} = \frac{L_1}{L_{12} L_S} \psi_{2\alpha} - \frac{1}{L_S} \psi_{1\alpha}; \quad i_{2\beta} = \frac{L_1}{L_{12} L_S} \psi_{2\beta} - \frac{1}{L_S} \psi_{1\beta};$$

$$M = \frac{3}{2} \frac{p}{L_S} (\psi_{1\beta} \psi_{2\alpha} - \psi_{1\alpha} \psi_{2\beta}); \quad M - M_c = J \frac{dv}{dt}, \quad (1)$$

где  $J$  — суммарный момент инерции;  $M_c$  — момент сопротивления.

Уравнения (1) записаны в относительных единицах с использованием в качестве базовых следующих величин: амплитуды номинального фазного напряжения  $U_6 = \sqrt{2} U_{1н.ф.}$ ; амплитуды номинального

фазного тока  $I_6 = \sqrt{2} I_{1н.ф.}$ ; активного индуктивного и полного сопротивлений  $Z_6 = U_6/I_6$ ; скорости  $\omega_6 = \omega_0 = 2\pi f_0$  (где  $\omega_0$  — угловая частота питающей сети); времени  $t_6 = 1/\omega_6 = 1/\omega_0$ ; потокосцепления  $\Psi_6 = U_6 t_6$ ; индуктивности  $L_6 = \Psi_6/I_6$ ; активной, реактивной и полной мощности  $P_6 = \frac{3}{2} U_6 I_6$ ; момента

$M_6 = P_6 p_n / \omega_6$ ; момента инерции  $J_6 = M_6 t_6 p_n = J_6 p_n^2 / \omega_6^3$ .

Структурная схема модели асинхронного двигателя представлена на рис.2.

Математическое описание силовой схемы УПР1 усложнено тем, что она может работать в двух режимах: дограничном и сверхграничном, которые основаны на чередовании двухфазных и трехфазных участков проводимости тиристоров [2,3]. В целях упрощения задачи введем некоторые допущения: силовая схема состоит из двух фаз, подключенных к фазам  $A$  и  $B$  со стороны питающей сети и к фазам  $\alpha$  и  $\beta$  со стороны двигателя; несимметрией и несинусоидальностью прикладываемого к двигателю напряжения пренебрегаем.

В этом случае силовую схему и СИФУ преобразователя представляем безынерционным звеном, на входе которого изменяется амплитуда синусоидального напряжения  $U_m$  в зависимости от управляющего напряжения с выхода регулятора тока  $U_y$

$$U_m = k_{пр} U_y,$$

где  $k_{пр}$  — коэффициент усиления преобразователя, который рассчитывается по формуле

$$k_{пр} = \frac{U_{мн}}{U_{y.н}},$$

где  $U_{мн}$  — номинальное значение амплитуды питающей сети, о.е.

Исключив перекрестные обратные связи, получим структурную схему контура тока (рис.3). Она состоит из передаточной функции регулятора тока  $W_{рм}$ , преобразователя  $K_{пр}$ , части структуры асинхронного двигателя и коэффициента обратной связи по току  $K_{o.т}$ .

Для получения передаточной функции регулятора тока  $W_{р.т}(p)$  преобразуем структурную схему и найдем передаточную функцию разомкнутого контура тока (объекта регулирования)  $W_{об}(p)$ . Для чего

выведем передаточную функцию  $W_1(p) = \frac{i_{1\alpha}(p)}{U_{1\alpha}(p)}$ .

После преобразования получим:

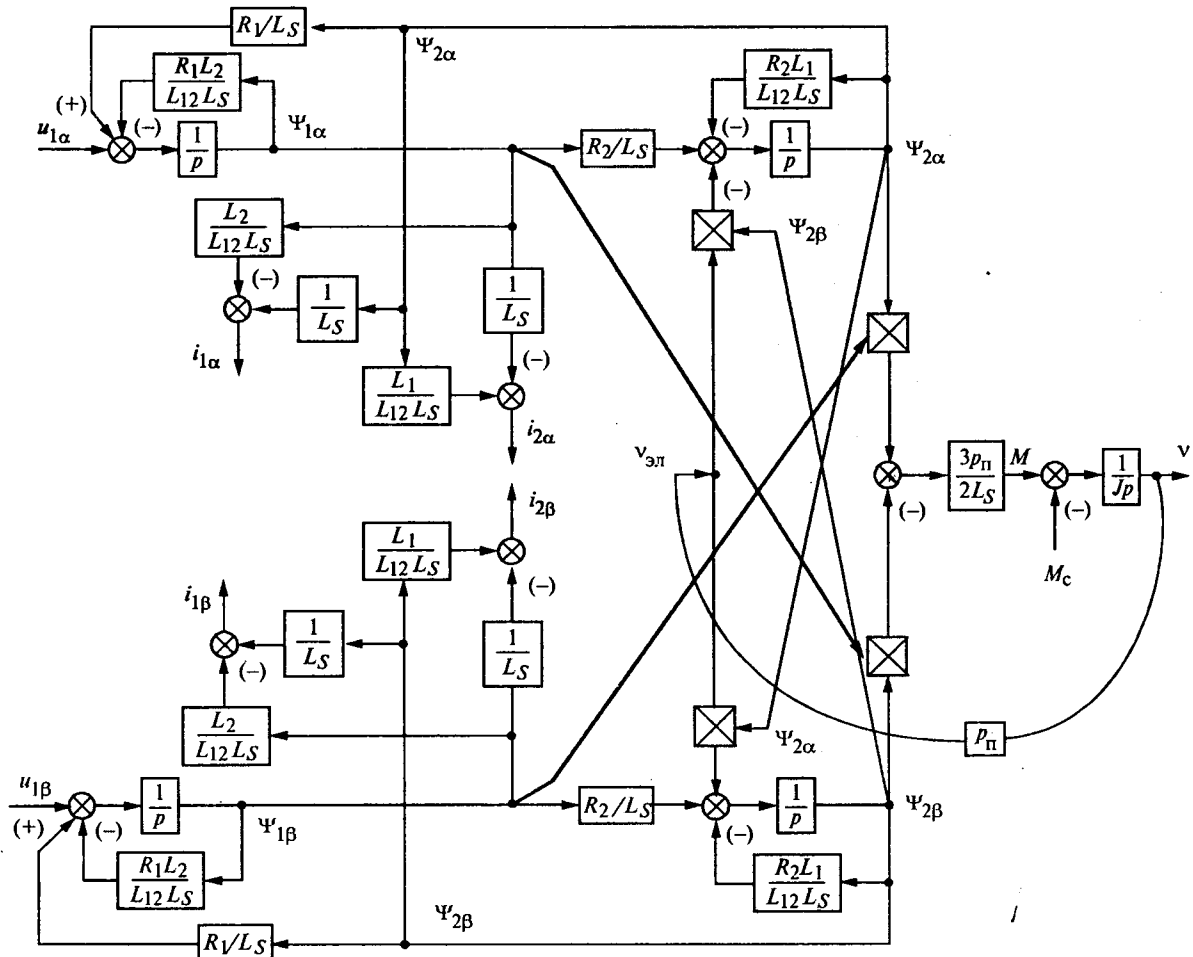


Рис.2. Структурная схема модели асинхронного двигателя

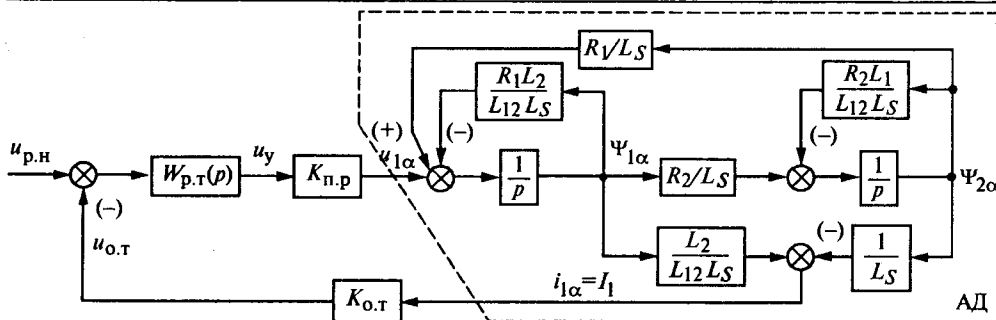


Рис.3. Структурная схема контура тока

$$W_1(p) = \frac{L_1 L_2 (T_2 p + 1)}{\frac{L_1 L_2}{L_2^2} (T_1 p + 1)(T_2 p + 1) - 1} = \frac{K(T_{13} p + 1)}{T_{23.3}^2 p^2 + T_{33.3} p + 1},$$

где  $K = 1/R_1$  — коэффициент пропорциональности;  
 $T_{13} = T_2/\sigma$ ,  $T_{23.3} = \sqrt{T_1 T_2}/\sigma$ ,  $T_{33.3} = (T_1 + T_2)/\sigma$  — эквивалентные постоянные времени контура тока;

$\sigma = \frac{L_1 L_2 - L_{12}^2}{L_1 L_2}$  — результирующий коэффициент

рассеяния;  $T_1 = \frac{L_{12} L_2}{R_1 L_2}$ ,  $T_2 = \frac{L_{12} L_2}{R_2 L_1}$  — постоянные времени статорной и роторной цепи.

Корни характеристического полинома  $T_{23.3}^2 p^2 + T_{33.3} p + 1 = 0$   $p_1, p_2$  являются вещественными, отрицательными. Обозначив через  $T_{23} = -1/p_1$ ,  $T_{33} = -1/p_2$  передаточная функция запишется в виде

$$W_1(p) = \frac{K(T_{13} p + 1)}{(T_{23} p + 1)(T_{33} p + 1)}.$$

Передаточная функция объекта, объединяющего преобразователь  $K_{п.р}$ , передаточную функцию регулируемой переменной  $W_1(p)$  и обратную связь  $K_{o.t}$ ,

$$W_{o6}(p) = K_{п.р} W_1(p) K_{o.t} = \frac{K_{o6}(T_{13} p + 1)}{(T_{23} p + 1)(T_{33} p + 1)},$$

где  $K_{o6} = K_{п.р} K K_{o.t}$  — коэффициент усиления объекта.  
 На рис.4 изображены частотные характеристики

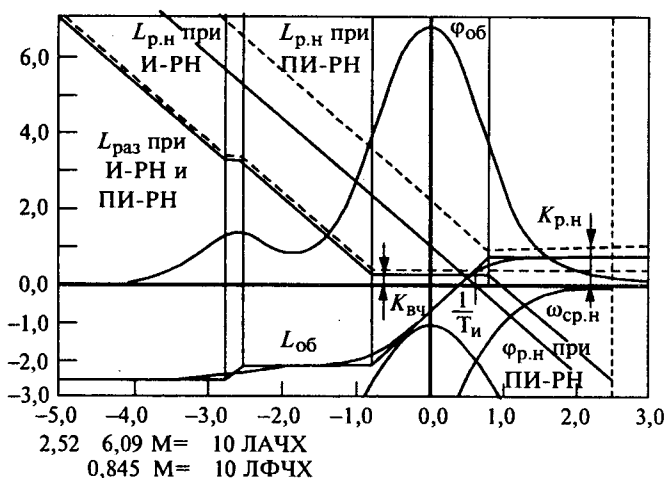


Рис.4. Частотные характеристики контура тока

объекта  $L_{o6}$ ,  $\phi_{o6}$ , желаемые характеристики разомкнутого контура тока  $L_{раз}$ ,  $\phi_{раз}$  и регулятора тока  $L_{p.т}$ ,  $\phi_{p.т}$ . Сопрягающие частоты рав-

$$\omega_{31} = \frac{1}{T_{13}},$$

$$\omega_{32} = \frac{1}{T_{23}}, \quad \omega_{33} = \frac{1}{T_{33}}.$$

Передаточная функция разомкнутого контура тока  $W_{раз}(p)$  должна удовлетворять следующим условиям: частота среза  $\omega_{раз}$  разомкнутой ЛАЧХ контура тока  $L_{раз}$  выбирается из необходимого времени переходного процесса в токовом контуре; вид желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура определяется из условия максимального быстродействия контура и он не должен предполагать применение сложно реализуемого на практике регулятора тока; разомкнутая ЛАЧХ должна удовлетворять требованиям устойчивости систем автоматического управления.

Выполняя эти условия, зададимся передаточной функцией разомкнутого контура тока интегрального вида

$$W_{раз}(p) = \frac{1}{T_{раз} p},$$

где  $T_{раз}$  — постоянная времени разомкнутого контура тока, имеющая значение минимального времени переходного процесса.

Определим передаточную функцию регулятора тока

$$W_{p.т}(p) = \frac{W_{раз}(p)}{W_{o6}(p)} = \frac{1}{T_{раз} p} \frac{(T_{23} p + 1)(T_{33} p + 1)}{K_{o6}(T_{13} p + 1)}.$$

Значения постоянных времени  $T_{13}$  и  $T_{23}$  примерно равны друг другу, тогда передаточная функция регулятора тока будет выглядеть следующим образом

$$W_{p.т}(p) = \frac{(T_{33} p + 1)}{K_{o6} T_{раз} p} = K_{p.т} \left( \frac{T_{33} p + 1}{T_{33} p} \right),$$

где  $K_{p.т} = \frac{T_{33}}{K_{o6} T_{раз}}$  — коэффициент регулятора тока.

Структурная схема контура напряжения, состоящая из регулятора напряжения  $W_{p.н}(p)$ , датчика напряжения  $K_{o.н}$  и элементов структуры контура тока представлена на рис.5.

$$\text{Найдем передаточную функцию } W_2(p) = \frac{U_{1\alpha}(p)}{U_{p.н}(p)}.$$

После преобразования получаем:

$$W_2(p) = \frac{K_{к.н} (T_{p.т} p + 1)(T_{23} p + 1)}{(T_{1к.н} p + 1)(T_{2к.н} p + 1)},$$

где  $T_{1к.н} = -\frac{1}{p_{1к.н}}$ ;  $T_{2к.н} = -\frac{1}{p_{2к.н}}$ ;  $p_{1к.н}, p_{2к.н}$  — корни характеристического уравнения;

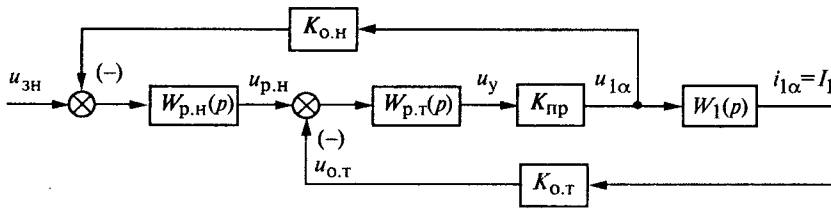


Рис.5. Структурная схема контура скорости

где  $K_{р.н}$ ,  $T_{р.н}$  — коэффициент и постоянная времени регулятора напряжения. Постоянную  $T_{р.н}$  принимаем равной  $T_{2к.н}$ , а  $T_{2э}$  и  $T_{1к.н}$  примерно равны друг другу. Однако моделирование показало, что влияние этих звеньев выражается приблизительно через коэффициент равный их отношению  $T_{2э}/T_{1к.н}$ . Тогда

передаточная функция примет вид

$$T_{1э.к.н} = \sqrt{\frac{T_{р.т} T_{2э}}{K_{э.к.н}}}; T_{2э.к.н} = \frac{T_{р.т}}{K_{э.к.н}} + T_{1э}; K_{к.н} = \frac{1}{K_{о.т} K};$$

$$K_{э.к.н} = K_{р.т} K_{о.т} K_{пр} K.$$

Передаточная функция объекта

$$W_{об.к.н}(p) = K_{о.т} W_2(p) = \frac{K_{об.к.н} (T_{р.т} p + 1) (T_{2э} p + 1)}{(T_{1к.н} p + 1) (T_{2к.н} p + 1)},$$

где  $K_{об.к.н} = K_{о.н} K_{к.н}$ .

На рис.6 изображены частотные характеристики объекта, регулятора напряжения и разомкнутого контура скорости.

Принимаем интегральный регулятор (И-РН) напряжения с передаточной функцией

$$W_{р.н}(p) = \frac{1}{T_{и} p}.$$

Параметр  $T_{и}$  — постоянная интегрирования И-РН, его выбираем графическим методом по частотным характеристикам разомкнутого контура напряжения:

$$W_{раз.к.н}(p) = \frac{1}{T_{и} p} \frac{K_{об.к.н} (T_{р.т} p + 1) (T_{2э} p + 1)}{(T_{1к.н} p + 1) (T_{2к.н} p + 1)}.$$

Частота среза разомкнутого контура напряжения  $\omega_{ср.н}$  выбирается из условия максимального быстрого действия  $\omega_{ср.н} = \frac{3}{t_{п.п}}$ .

При пропорционально-интегральном регуляторе напряжения (ПИ-РН) передаточная функция разомкнутого контура напряжения

При пропорционально-интегральном регуляторе напряжения (ПИ-РН) передаточная функция разомкнутого контура напряжения

$$W_{раз.к.н}(p) = \frac{K_{р.н} (T_{р.н} p + 1)}{T_{р.н} p} \frac{K_{об.к.н} (T_{р.т} p + 1) (T_{2э} p + 1)}{(T_{1к.н} p + 1) (T_{2к.н} p + 1)},$$

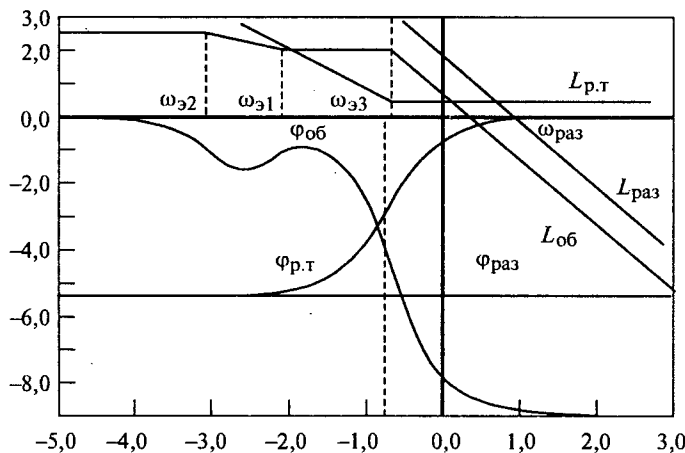


Рис.6. Частотные характеристики контура напряжения

$$W_{раз.к.н}(p) = \frac{K_{р.н} K_{об.к.н} T_{2э} (T_{р.т} p + 1)}{T_{1к.н} T_{р.н} p}.$$

Ее амплитудно-частотная характеристика следующая

$$A(\omega) = \frac{K_{р.н} K_{об.к.н} T_{2э}}{T_{1к.н} T_{р.н}} \sqrt{T_{р.т}^2 + (1/\omega)^2}.$$

При частоте, равной частоте среза  $1/T_{р.т}$ , амплитуда равна 1.

Тогда

$$K_{р.н} = \frac{T_{р.н} T_{1к.н}}{\sqrt{2} K_{об.к.н} T_{2э} T_{р.т}}.$$

Результаты моделирования и экспериментов показали, что параметры регуляторов, рассчитанные по такой методике, осуществляют приемлемые статистические и динамические характеристики.

#### Список литературы

1. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.
2. Браславский П.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. М.: Энергоатомиздат, 1988.
3. Петров Л.П. Управление пуском и торможением асинхронных двигателей. М.: Госэнергоиздат, 1963.

**Шаварин Николай Иванович** — начальник конструкторского бюро инженерно-технического центра ЧЭАЗ. Окончил факультет "Электрификации и автоматизации промышленности" Чувашского государственного университета в 1974 г. Защитил кандидатскую диссертацию "Разработка тиристорных электроприводов с процессорным управлением и низкой чувствительностью к изменению параметров" в 1987 г. в МЭИ.

**Токмаков Дмитрий Анатольевич** — главный инженер фирмы "ЭЛПРИ", дочернего предприятия ЧЭАЗ. Окончил Казанский авиационный институт в 1989 г. по специальности "Производство и конструирование РЭА".

**Турханов Константин Викторович** — инженер-исследователь инженерно-технического центра ЧЭАЗ. Магистр техники и технологии. Окончил Электротехнический факультет Чувашского государственного университета в 2000 г. по специальности "Электропривод и автоматизация промышленных установок".

# Векторная система регулирования тока для трехфазных инверторов напряжения

МАТИСОН В.А.

*Рассматривается векторная система регулирования тока для трехфазных инверторов напряжения, имеющая простую техническую реализацию и обеспечивающая высокие точностные и энергетические характеристики преобразователей напряжения для различных областей применения. Приведены результаты моделирования этой системы, подтверждающие высокое качество ее работы.*

*The vector current control system for three-phase voltage inverters, having simple implementation and providing high accuracy and energy features of voltage converters for various application, is considered. The results of simulation of this system confirming excellence of its operation are given.*

Трехфазные инверторы напряжения находят широкое применение в электроприводах, источниках питания переменного тока, в том числе предназначенных для обеспечения бесперебойного питания ответственных потребителей, и многих других устройствах. В подавляющем большинстве случаев системы управления этих устройств имеют в своей структуре контур регулирования выходного тока. Этот контур образуется регулятором тока и силовым преобразователем, охваченными жесткой отрицательной обратной связью по току.

Все регуляторы тока могут быть разделены на две большие группы — линейные и нелинейные. Очевидно, что с дискретной природой преобразователя лучше согласуются нелинейные регуляторы, в которых, в отличие от линейных, компенсация токовой ошибки и модуляция напряжения выполняются одними и теми же элементами [1].

В свою очередь, среди нелинейных регуляторов наиболее широкое распространение получили релейные регуляторы тока, имеющие целый ряд преимуществ [2]:

простота реализации, обусловленная двоичной природой входных и выходных переменных регулятора;

приближающиеся к предельным динамические характеристики (ограниченные только входным напряжением преобразователя и постоянной времени цепи нагрузки);

малая чувствительность к вариациям параметров нагрузки;

простота учета дискретной природы силового преобразователя непосредственно в процессе проектирования.

В настоящей статье рассматривается одно из технических решений, позволяющее достичь компромисса между простотой реализации системы регулирования и использованием всех достоинств векторного релейного управления током, включая минимизацию числа переключений силовых ключей преобразователя.

## Векторный релейный регулятор тока

Релейные регуляторы тока могут быть установлены для каждой фазы выходного напряжения преобразователя [1], однако все более широкое применение находят системы регулирования выходного тока трехфазного преобразователя в двух осях благодаря простоте построения системы управления

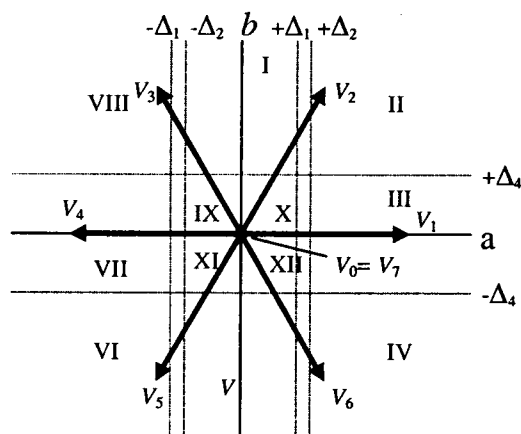
преобразованием энергии в целом [2]. Такие системы регулирования позволяют реализовать векторное управление выходным током силового преобразователя, обеспечивающее лучшее использование напряжения на входе инвертора [3].

Рассмотрим плоскость, координатными осями которой являются составляющие ошибки регулирования тока в двухфазной неподвижной системе координат  $a$ - $0$ - $b$ . На рис.1 показаны векторы напряжения, которые можно получить на выходе инвертора при различных сочетаниях включенных ключей инвертора [2—4]. Эта плоскость может быть разбита на зоны, по положению в которых точки, определяющей мгновенный вектор ошибки регулирования тока, выбираются векторы напряжения на выходе инвертора для компенсации этой ошибки. Существует много способов такого разбиения, которое собственно и определяет структуру регулятора тока и алгоритм его работы [1, 2, 4].

К сожалению, с ростом качества отработки входного сигнала при обеспечении минимального числа коммутаций в инверторе сложность регуляторов быстро возрастает из-за отсутствия однозначного соответствия между некоторыми комбинациями сигналов регуляторов тока по различным осям и комбинациями сигналов управления ключами преобразователя [2, 4]. Однако подробный анализ вариантов разбиения плоскости  $a$ - $0$ - $b$  показал, что этого недостатка можно избежать. На рис.1,а показан такой вариант разбиения плоскости на 12 секторов, обозначенных римскими цифрами от I до XII, причем при разбиении плоскости следует считать  $\Delta_1 = \Delta_2$ , а различие между ними будет пояснено позднее.

На рис.1,б показано, что при таком разбиении можно определить 4 переменных  $F_{A1}$ ,  $F_{A2}$ ,  $F_{B1}$ ,  $F_{B2}$ , по которым можно установить однозначное соответствие положения изображающей точки ошибки регулирования тока и вектора напряжения на выходе инвертора. Исключения составляют нулевые векторы  $V_0$  и  $V_7$ , но для них условие выбора — минимальное число коммутируемых ключей для их получения — может быть определено простым логическим уравнением.

На рис.2 приведена функциональная схема системы регулирования тока с векторным релейным регулятором, реализующим разбиение плоскости  $a$ - $0$ - $b$  на сектора, показанные на рис.1,б. Границы секторов определяются порогами переключения компараторов  $K1$ ,  $K2$ ,  $K4$ . При этом  $\Delta_1 > \Delta_2$  для исклю-



а)

Рис.1. Формирование векторов напряжения на выходе инвертора:

$a$  — векторы напряжения на выходе инвертора;  $b$  — закон формирования векторов напряжения на выходе инвертора в зависимости от ошибки регулирования тока; I...XII — сектора, на которые разбита плоскость  $a$ - $b$ ;  $\Delta_1, \Delta_2, \Delta_4$  — границы секторов;  $V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7$  — векторы напряжения на выходе инвертора напряжения;  $F_{A1}, F_{A2}, F_{B1}, F_{B2}$  — логические переменные, определяющие местонахождение изображающей точки ошибки регулирования тока;  $F_A, F_X, F_B, F_Y, F_C, F_Z$  — логические переменные, определяющие управляющие сигналы для соответствующих ключей инвертора напряжения (1 — ключ включен, 0 — ключ выключен)

Выбор вектора			$F_{A1}$	$F_{B1}$	$F_{A2}$	$F_{B2}$	$F_A$	$F_X$	$F_B$	$F_Y$	$F_C$	$F_Z$
	XI	$V_0$ или $V_7$	0	0	0	0	0 или 1	1 или 0	0 или 1	1 или 0	0 или 1	1 или 0
	V	$V_2$	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1
	VII	$V_1$	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1
	VI	$V_2$	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1
	IX	$V_0$ или $V_7$	0	1	0	0	0 или 1	1 или 0	0 или 1	1 или 0	0 или 1	1 или 0
	I	$V_6$	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0
	VII	$V_1$	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1
	VII	$V_6$	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0
	XII	$V_0$ или $V_7$	1	0	0	0	0 или 1	1 или 0	0 или 1	1 или 0	0 или 1	1 или 0
	V	$V_3$	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
	III	$V_4$	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0
	IV	$V_3$	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1
	X	$V_0$ или $V_7$	1	1	0	0	0 или 1	1 или 0	0 или 1	1 или 0	0 или 1	1 или 0
	I	$V_5$	1	1	0	1	0	1	0	1	1	0
	III	$V_4$	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0
	II	$V_5$	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0

б)

чения высокочастотного "дребезга" при переходе из одного сектора, границей которого является  $\Delta_1$ , в другой аналогичный. Переменные  $F_{A1}$  и  $F_{B1}$  формируются непосредственно компараторами  $K1$  и  $K3$ , а переменные  $F_{A2}$  и  $F_{B2}$  — RS-триггерами, управляемыми одновибраторами  $O1$  и  $O2$  и компараторами  $K2$  и  $K4$ .

Работу рассматриваемого регулятора тока, приведенного на рис.2, поясняют диаграммы, приведенные на рис.3.

Уравнения работы логического устройства ЛУ определяются на основании данных, приведенных на рис.1, б, и имеют вид:

$$\begin{aligned}
 F_A &= \bar{F}_{A1} F_{A2} + \bar{F}_{A1} F_{B2} + \bar{F}_{A2} \bar{F}_{B2} F_{+}; \\
 F_B &= \bar{F}_{B1} F_{B2} + F_{A1} F_{A2} \bar{F}_{B2} + \bar{F}_{A2} \bar{F}_{B2} F_{+}; \\
 F_C &= F_{B1} F_{B2} + F_{A1} F_{A2} F_{B2} + \bar{F}_{A2} \bar{F}_{B2} F_{+}; \\
 F_X &= F_{A1} F_{A2} + \bar{F}_{A1} F_{B2} + F_{A2} \bar{F}_{B2} F_{+}; \\
 F_Y &= \bar{F}_{B1} F_{B2} + \bar{F}_{A1} F_{A2} \bar{F}_{B2} + \bar{F}_{A2} \bar{F}_{B2} \bar{F}_{+}; \\
 F_Z &= \bar{F}_{B1} F_{B2} + \bar{F}_{A1} F_{A2} \bar{F}_{B2} + \bar{F}_{A2} \bar{F}_{B2} F_{+};
 \end{aligned}$$



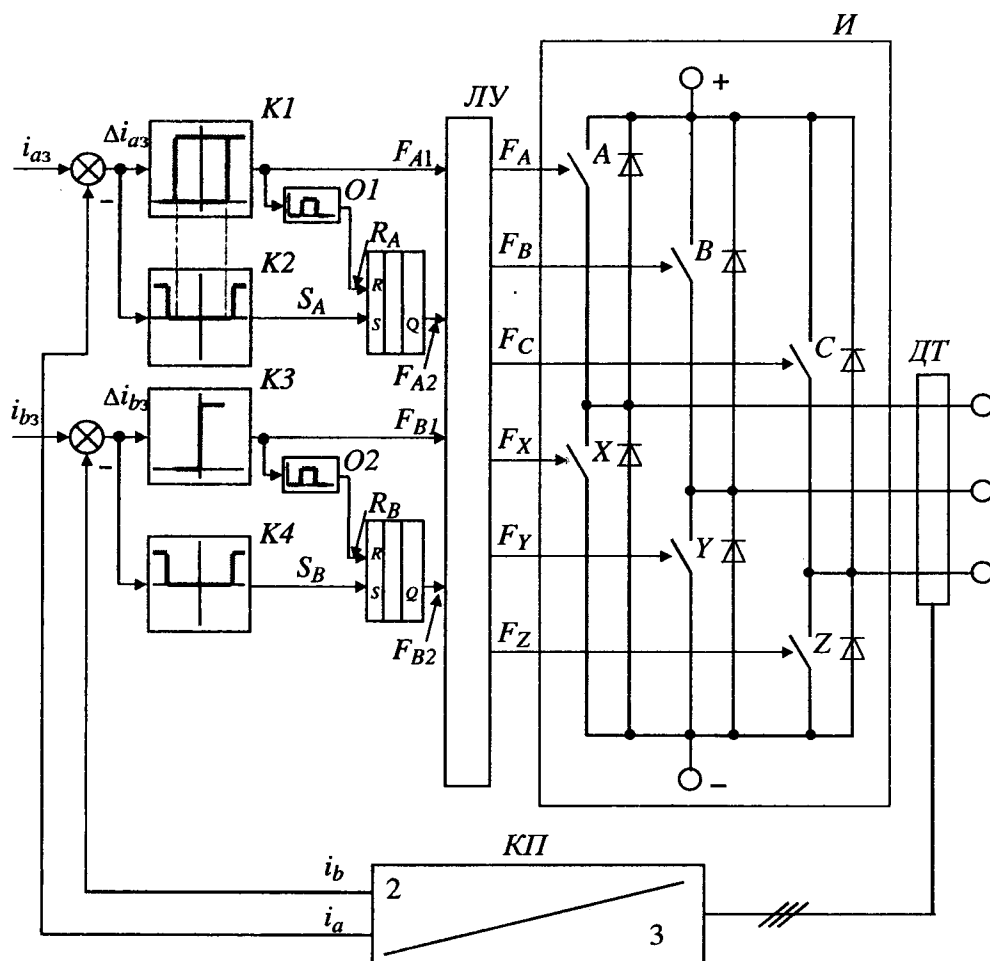


Рис.2. Векторная система регулирования выходного тока инвертора напряжения:

$K1, K2, K3, K4$  — компараторы;  $O1, O2$  — одновибраторы, запускающиеся как по переднему, так и по заднему фронтам входного сигнала;  $ЛУ$  — логическое устройство;  $И$  — инвертор напряжения;  $A, B, C, X, Y, Z$  — ключи силового преобразователя;  $ДТ$  — датчик выходных токов инвертора напряжения;  $КП$  — координатный преобразователь из трехфазной в двухфазную систему;  $i_{a3}, i_{b3}, i_a, i_b$  — сигналы задания тока и обратной связи по току в двухфазной системе;  $\Delta i_{a3}, \Delta i_{b3}$  — ошибки регулирования тока в двухфазной системе;  $R_A, S_A, R_B, S_B$  — вспомогательные логические переменные для управления  $RS$ -триггерами

где переменная  $F_+ = \bar{F}_{A1} F_{B2} + F_{A1} \bar{F}_{B2} + \bar{F}_{A2} F_{B1} + F_{A2} \bar{F}_{B1}$  несет информацию о количестве включенных ключей инвертора, подключенных к плюсовой шине звена постоянного тока.

Из приведенных уравнений видно, что  $ЛУ$  кроме всего прочего выполняет функции обратного преобразования из двухфазной в трехфазную систему.

При этом рассматриваемый закон управления действительно обеспечивает однозначное соответствие между положением изображающей точки ошибки регулирования тока и вектором на напряжения на выходе инвертора, а способ формирования нулевого вектора для минимизации числа коммутаций определяется только мгновенным состоянием ключей

преобразователя, информацию о котором получают по их сигналам управления. Благодаря этому  $ЛУ$  имеет простую техническую реализацию, несмотря на сложность выполняемых им функций.

Таким образом, рассмотренное разбиение плоскости  $a-0-b$  на сектора и соответствующие ему характеристики компараторов исключают зоны неоднозначного выбора вектора выходного напряжения силового преобразователя, при котором вектор отклонения выходного тока силового преобразователя от заданного значения будет обязательно уменьшаться по модулю.

### Исследование работы векторного регулятора тока

Перед физической реализацией рассматриваемого векторного регулятора тока было проведено моделирование его работы. На рис.4 приведе-

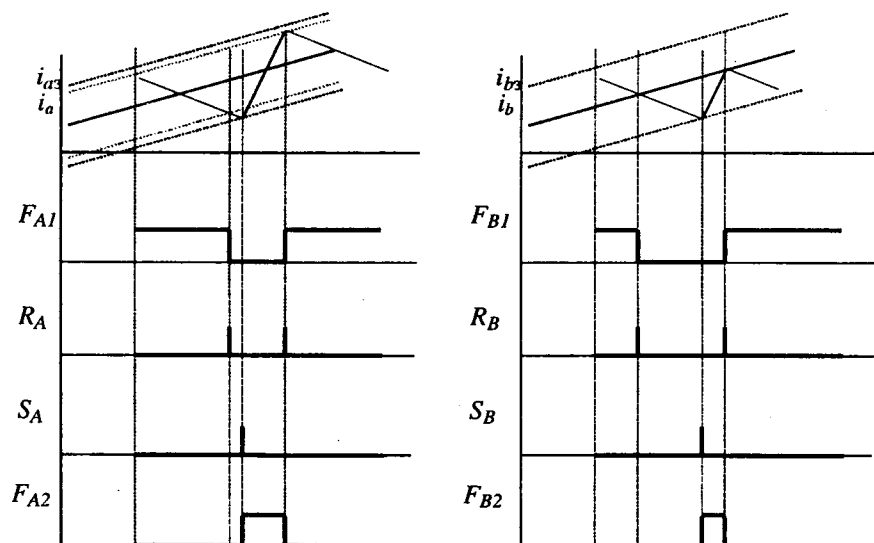
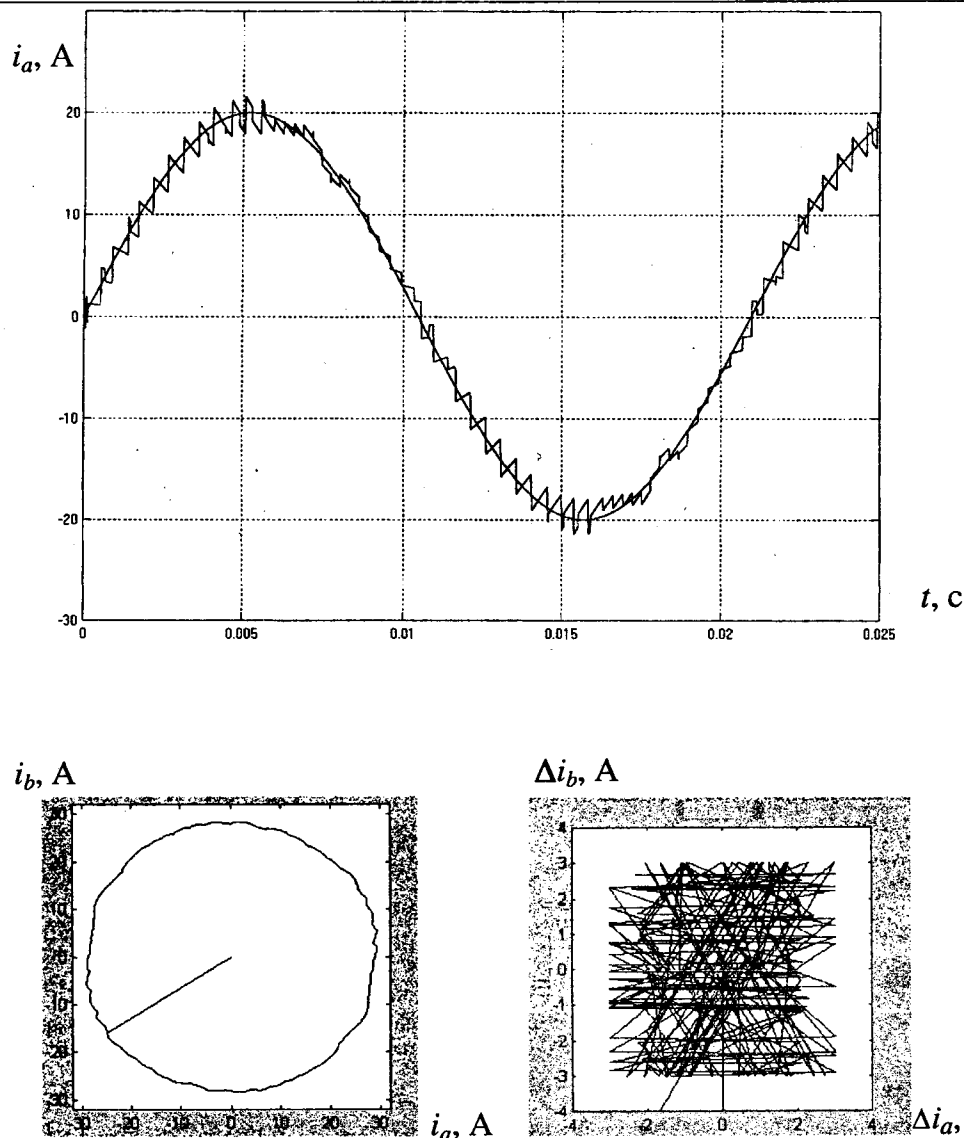


Рис.3. Временные диаграммы работы векторного релейного регулятора тока



**Рис.4.** Исследование на модели работы векторной системы регулирования выходного тока инвертора напряжения, работающего на активно-индуктивную нагрузку:

*a* — выходной фазный ток инвертора напряжения; *б* — годограф вектора выходного тока инвертора напряжения; *в* — годограф ошибки регулирования выходного тока инвертора напряжения

ны результаты моделирования, которые подтверждают высокое качество обработки сигнала задания тока этим регулятором. Как видно из приведенных диаграмм, регулятор обеспечивает не только хорошее качество обработки фазных токов, но и достаточно высокую симметрию трехфазной системы тока в целом (годограф вектора выходного тока достаточно близок к окружности), несмотря на работу по двум, несимметричным относительно трехфазной системы осям координат.

В дальнейшем рассматриваемый регулятор был использован при построении преобразователя частоты для управления асинхронными короткозамкнутыми двигателями. Испытания этого преобразова-

теля полностью подтвердили результаты, полученные при моделировании.

### Выводы

Рассмотренный в статье векторный релейный регулятор тока для трехфазных инверторов напряжения при простоте технической реализации позволяет обеспечить высокие точностные и энергетические характеристики преобразователей напряжения для различных областей применения.

### Список литературы

1. Kazmierkowski M., Ma-lesani L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 1998. Vol. 45, No.5. P. 691—703.
2. Tilli A., Tonielli A. Sequential design of hysteresis current controller for three-phase inverter//IEEE Transactions on Industrial Electronics. 1998. Vol. 45, No.5. P. 771—781.
3. Козаченко В. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам//CHIP news. 1999. № 1. С.2—9.
4. Sikorski A., Citko T. Current controller reduced switching frequency for VS-PWM inverter used with AC motor drive applications//IEEE Transactions on Industrial Electronics. 1998. Vol. 45, No.5. P. 792—801.
5. Пат. 2157043 РФ H02P G05F. Векторная система регулирования выходного тока трехфазных преобразователей/В.А. Матисон // Открытия. Изобретения. 2000.

**Матисон Владимир Арнольдович** — директор инженерно-технического центра ОАО "ЧЭАЗ", канд. техн. наук. В 1982 г. с отличием закончил факультет электрификации и автоматизации промышленности Чувашского государственного университета им. И.Н.Яковлева по специальности "Электропривод и автоматизация промышленных установок". В 1991 г. защитил в Ученом Совете ВНИИэлектропривод кандидатскую диссертацию по теме "Динамические процессы в транзисторных электроприводах с релейными регуляторами тока". Лауреат первого всероссийского конкурса "Инженер года" (2000 г.).

*Рассматриваются вопросы совмещения характеристик вакуумных контакторов КВ1. Приведены блок-схема испытательного стенда, осциллограммы коммутации, противодействующие и тяговые характеристики.*

В настоящее время в схемах питания и управления энергопотребителей переменного тока с использованием в основном асинхронных электродвигателей применяются коммутационные аппараты; пускатели и контакторы с открытым дугогашением в магнитных полях и деионных решетках. В статье рассматривается применение в данных схемах вакуумных контакторов с гашением дуги в вакууме.

Основное требование к современным силовым аппаратам заключается в согласовании механической и коммутационной износостойкости, это необходимо во всех приводах и системах энергоснабжения, работающих длительно без отключения, так как любое аварийное отключение или отключение для техобслуживания приводит к большим потерям.

Выпускаемая в настоящее время аппаратура не соответствует этим требованиям, так как контактная и дугогасительная системы достигли границ своих возможностей и любое увеличение коммутируемых мощностей приводит к резкому увеличению габаритов, массы, потребляемой мощности.

Исследования всех возможностей дугогасительных систем приводит к вакуумному дугогашению, т. е. гашению дуги в вакууме, которое позволяет исключить вышеперечисленные недостатки.

При размыкании контактов в вакууме возникает дуговой разряд, который поддерживается парами металла контактов. От способности испарения материала контакта зависит время горения дуги и ток среза, а это в свою очередь определяет уровень перенапряжения при отключении нагрузки.

Специальные материалы, применяемые в камерах контакторов КВ1 обеспечивают ток среза не более 2 А, практически дуга гаснет при нуле тока, перенапряжение при этом равно нулю.

Дуга в вакууме имеет вид В, т. е. не горит одним столбом, а делится на несколько параллельных дуг, с большой скоростью перемещающихся по поверхности контакта, что исключает большие точечные перегревы. Падение напряжения на дуге порядка 10 В на 1 мм раствора контакта, т. е. мощность дуги незначительна, что резко снижает износ контактов и увеличивает износостойкость.

В связи с тем, что вакуум в камере  $10^{-4}$ — $10^{-7}$  обеспечивает очень высокие изоляционные свойства контактного промежутка, требуются и малые растворы контактов: у контактных аппаратов не менее 10 мм, при рабочем напряжении до 1000 В у вакуумных — 1÷3 мм, это позволяет резко уменьшить ход контактов и всех подвижных частей, что в свою очередь снижает габариты магнитных систем приводов аппаратов и увеличивает механическую износостойкость.

Рассмотрение процессов, происходящих на кон-

*In an article the questions of matching characteristics and construction of vacuum contactors KV1 are considered. Produced block diagram of test bench, oscillogram commutation, counteraction and traction characteristics.*

тактах, коммутирующих характерные для режима испытаний токи, показывает, что **необходим дополнительный контроль** таких параметров, как падение напряжения на контактах в замкнутом состоянии, температура контактов, время дуги и др., в процессе выполнения коммутаций.

Дополнительный контроль параметров реализуется на стенде, построенном на базе созданного во ВНИИР автоматизированного экспериментального комплекса АЭК КП, блок-схема которого представлена на рис.1.

Автоматизированный комплекс предназначен для проведения испытаний и исследований аппаратов управления в режимах, соответствующих категориям применения главных контактов АС-3, АС-4 и др. При проведении исследований оперативно контролируются токи и напряжения испытательной цепи, время срабатывания испытуемых аппаратов, падение напряжения на замкнутых контактах при протекании тока и переходное сопротивление контактов, суммарное время разомкнутого состояния контактов при замыкании (дребезг), время дуги при размыкании контактов, температура контактных узлов. С помощью ЭВМ регистрируются результаты измерений контролируемых параметров за несколько последних циклов коммутаций испытуемых аппаратов, определяются статические характеристики контролируемых параметров. Результаты контроля

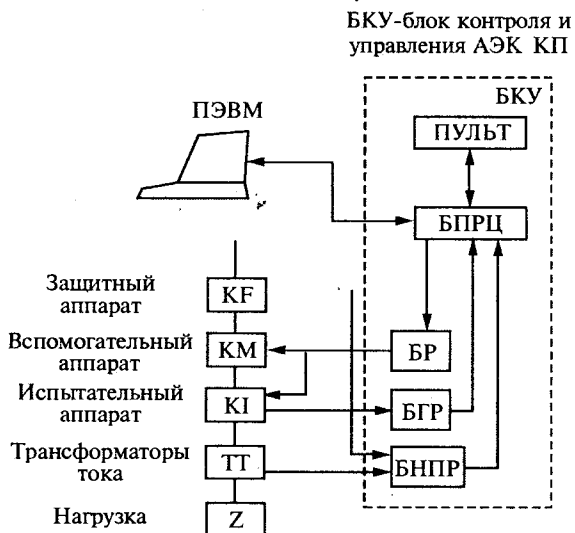


Рис.1. Автоматизированный экспериментальный комплекс коммутационных процессов:

БПРЦ — блок процессора; БР — блок реле; БГР — блок гальванических развязок; БНПР — блок нормирующих преобразователей

info = "Аппарат:491 Дата 17.7.2001 Время 13:9:20

Наработка: 237581 Порядок размык.: СВА"

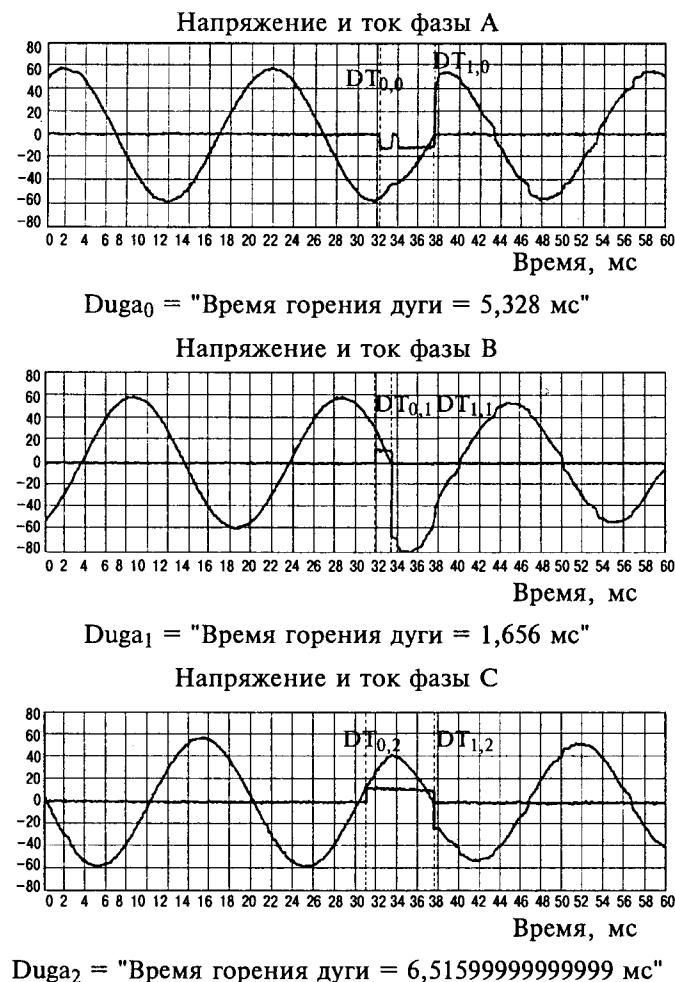


Рис.2. Процесс отключения испытуемого аппарата

сохраняются на машинном носителе и могут быть выборочно или полностью распечатаны в протоколе испытаний. Применение ЭВМ позволяет существенно повысить информативность, объективность и достоверность результатов испытаний. Осциллограмма коммутации приведена на рис.2.

Электромагнитный привод вакуумного контактора должен обеспечивать надежную работу аппарата при очень жесткой ступенчатой противодействующей характеристике, создаваемой вакуумными камерами.

На рис.3 приведены характеристики вакуумного контактора KB1.

Контакты вакуумных камер в свободном состоянии замкнуты атмосферным давлением, усилие зависит от внутреннего диаметра сильфона и постоянно при любом растворе контактов (характеристика 1), т.е. помогает электромагниту. Для создания аппарата с замыкающими контактами необходимо разомкнуть контакты возвратной пружиной до необходимого раствора, усилие пружины увеличивается по мере уменьшения раствора (характеристика 2) и зависит от жесткости пружины, противодействует электромагниту.

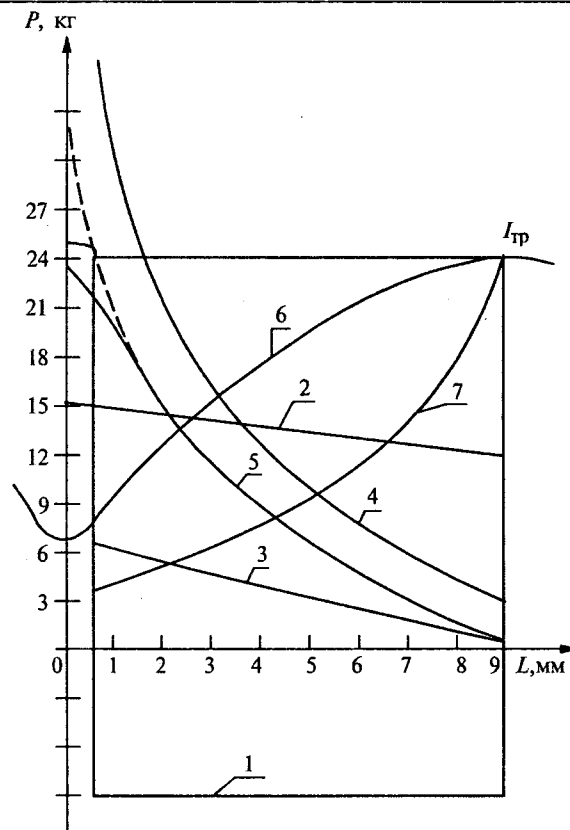


Рис.3. Тяговые и противодействующие характеристики контактора KB1:

1 — характеристика вакуумных камер; 2 — характеристика возвратной пружины; 3 — результирующая противодействующая характеристика; 4 — статическая тяговая характеристика; 5 — динамическая тяговая характеристика; 6 — изменение тока в обмотке электромагнита во время движения якоря; 7 — изменение сопротивления рабочего зазора электромагнита во время движения якоря

В момент замыкания контактов усилие вакуумной камеры прекращается и электромагниту необходимо преодолеть четырехкратную нагрузку (характеристика 3).

Статическая тяговая характеристика 4 электромагнита обеспечивает четкую работу аппарата, а динамическая характеристика 5 пересекается с противодействующей 3 в районе 21 кг, из-за большой индуктивности электромагнита она идет ниже статической, а при увеличении скорости перемещения якоря резко возрастает индуктивное сопротивление, что приводит к еще большему снижению характеристики 5, так как ток электромагнита снижается (характеристика 6), работоспособность аппарата должна обеспечиваться за счет резкого уменьшения сопротивления рабочего зазора и набранной кинетической энергии подвижных частей. При нарушении этих условий аппарат работает нечетко из-за малой кинетической энергии при малых ходах подвижных частей и недостаточной их массы.

Для обеспечения четкой работы аппарата в динамическом режиме необходимо увеличить мощность электромагнита, а следовательно, и его габариты не менее чем в 1,5 раза по сравнению с расчетными.

Второй путь обеспечения четкой работы аппарата — введение форсированного включения электромагнита на время около 100 мс с последующим переключением на напряжение удержания.

Вакуумные контакторы КВ1, выпускаемые ОАО "ЧЭАЗ", разработаны с учетом всех рассмотренных вопросов.

ОАО "ЧЭАЗ" выпускает вакуумные контакторы КВ1 на номинальные токи 160, 250, 400 А с 1996 г. Контактors эксплуатируются на электровозах ВЛ80 в схемах охлаждения машины, в станциях управления погружными насосами нефтепромыслов, в цехах заготовки твердого топлива ТЭЦ, на угольных комбинатах, в схемах управления эскалаторами метрополитена и т.д. За время эксплуатации выход из строя вакуумных камер или неспособность аппарата

при коммутировании нагрузок нормальных и редких коммутаций не зарегистрированы.

Силовые аппараты управления с вакуумным дугогашением на номинальные токи от 100 А и выше имеют следующие преимущества: надежность коммутации как предельных, так и нормальных нагрузок, малые массогабаритные характеристики, не требуют эксплуатационного обслуживания и имеют большую коммутационную износостойкость как при нормальных, так и предельных токах отключения.

**Кычкин Владимир Федорович** — главный конструктор по НВА ОАО "ЧЭАЗ". Окончил Чувашский государственный университет им. И.Н.Ульянова в 1969 г. по специальности "Электрические аппараты".

## Освоение новых изделий электромеханики на основе высокоэнергетических постоянных магнитов

НЕСТЕРИН В.А., ЖУКОВ В.П., ТОЙДЕРЯКОВ А.А.

*Описываются новые изделия электромеханики на основе высокоэнергетических постоянных магнитов: вентильные электродвигатели, магнетоэлектрические тормоза, установки импульсного намагничивания и контроля постоянных магнитов. Приводятся технические и массогабаритные характеристики изделий.*

*In a paper the new products of electromechanics on the base of high — energy permanent magnets are described: valve electric motors, magnetoelectric brakes, installation of impulse magnetization and monitoring of permanent magnets. There are short information of the engineering, mass and dimensional of units properties.*

Борьба за выживание предприятий в новой рыночной экономической системе заставляет многих производителей электротехнических изделий осваивать современную наукоемкую конкурентоспособную продукцию, не уступающую по своим параметрам лучшим зарубежным образцам. В области электромеханики к таким изделиям в первую очередь можно отнести бесконтактные высокомоментные вентильные электродвигатели с возбуждением от редкоземельных постоянных магнитов Nd-Fe-B. Эти электродвигатели по сравнению с другими известными типами электромеханических преобразователей энергии имеют наилучшие массогабаритные показатели и наивысшие энергетические параметры (КПД и  $\cos\phi$ ) при прочих равных условиях [1].

В середине 90-х годов ОАО "ЧЭАЗ" при участии Чувашского госуниверситета приступило к разработке и освоению отрезка серии бесконтактных высокомоментных вентильных электродвигателей 5ДВМ85 и 5ДВМ115 [1] для станков, роботов и другого технологического оборудования. Промышленное освоение этих электродвигателей повлекло за собой разработку новых сопутствующих изделий: магнетоэлектрических быстродействующих тормозов и технологического оборудования для намагничивания и контроля высокоэнергетических постоянных магнитов, а также открыло возможности для создания различных типов электродвигателей другого применения.

В настоящей статье дается описание новых изделий электромеханики, разработанных и освоенных в ОАО "ЧЭАЗ" за последние пять лет.

Вентильные электродвигатели 5ДВМ (рис.1.) представляют собой полностью бесконтактные электрические машины фланцевого исполнения с возбуждением от редкоземельных постоянных магнитов Nd-Fe-B, расположенных на роторе. Двигатели оснащены комплексным бесконтактным датчиком, включающим в себя тахогенератор ТС-45 и фотоэлектрический датчик положения ротора. Имеются исполнения с возможностью пристройки к валу на заднем щите датчика перемещений типа BE178. В

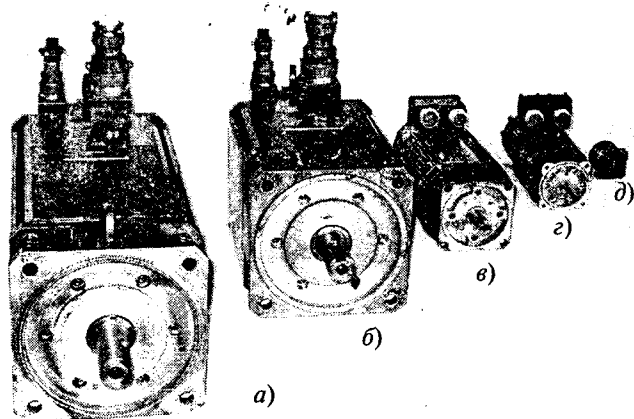


Рис.1. Двигатели 5ДВМ:

а, б — 5ДВМ215; в — 5ДВМ115; г — 5ДВМ85; д — 5ДВМ55

переднем щите предусмотрено расположение безынерционного магнитоэлектрического тормоза аварийной остановки двигателя. В лобовых частях обмоток статора заложены датчики температурной защиты. Освоенные на предприятии двигатели серии 5ДВМ выпускаются в четырех габаритах по диаметру присоединительных отверстий переднего фланца: 55, 85, 115, 215 мм. В каждом габарите имеется несколько исполнений по длине, что позволило охватить диапазон номинальных моментов от 0,05 до 70 Н·м. Конструкция двигателей обеспечивает любое рабочее положение в пространстве. В табл. 1 представлены основные характеристики выпускаемых ОАО "ЧЭАЗ" вентильных электродвигателей 5ДВМ.

Таблица 1

Основные характеристики вентильных электродвигателей 5ДВМ

Тип двигателей	Длительные моменты в стопорном режиме, Н·м	Максимальная частота вращения, мин <sup>-1</sup>	Напряжение $U_{до}$ , В
5ДВМ55	0,05; 0,1	2000	24
5ДВМ85	0,23; 0,47; 0,7; 1,3	4000; 6000	60; 300
5ДВМ115	2,3; 3,5; 4,7; 7	4000; 6000	300; 500
5ДВМ215	23; 35; 47; 70	2000; 4000	300; 500

Двигатели 5ДВМ предназначены для работы в комплекте с электроприводами ЭПБ2 и ЭПБ3 производства ОАО "ЧЭАЗ" и могут работать от импортных электроприводов аналогичного назначения. Общий вид двигателей представлен на рис.1. Двигатель 5ДВМ55 хорошо зарекомендовал себя в электроприводах банкоматов отечественного производства.

**Тормоза магнитоэлектрические типа МЭТ** разработаны и освоены как для комплектации вентильных электродвигателей 5ДВМ, так и для применения в других двигателях и устройствах. Тормозное усилие создается между трущимися поверхностями дискового якоря и кольцевого магнитопровода за счет усилия, создаваемого полем постоянных магнитов из материала Nd-Fe-B. Растормаживание осуществляется подачей постоянного напряжения

$24В^{+10\%}_{-15\%}$  на катушку, создающую встречное магнитное поле. В табл.2 приведены основные параметры тормозов типа МЭТ.

Таблица 2

Основные характеристики тормозов серии МЭТ

Тип тормоза	Максимальный удерживающий момент, Н·м	Потребляемый ток, А	Рабочий зазор, мм	Масса, кг
МЭТ1,5	1,5	0,3	0,2	0,19
МЭТ7	7	0,37	0,25	0,407
МЭТ23	23	0,4	0,3	3
МЭТ70	70	0,5	0,52	3,2
МЭТ45p	45	0,35	0,3	5,2

Тормоза рассчитаны на максимальную частоту вращения до 10000 об/мин, выдерживают до 60000 оборотов в замкнутом состоянии и сохраняют работоспособность при двойном увеличении зазора за счет износа трущихся поверхностей.

Тормоз МЭТ45p имеет возможность ручного растормаживания и предназначен для использования в инвалидных колясках с электрическим приводом.

**Тяговый вентильный электродвигатель ВМЭД-01** разработан в содружестве с ЗАО "ЭЛКАР" (г. Москва) для использования в электроприводах специальных транспортных средств и электромобилей: Двигатель имеет следующие основные номинальные данные:  $P_n = 120$  кВт;  $n_n = 1500$  об/мин;  $U_0 = 275$  В;  $\eta = 0,96$ ;  $\cos \varphi = 1$ ;  $m = 165$  кг.

Благодаря применению высококоэрцитивных постоянных магнитов Nd-Fe-B, принудительного охлаждения и специальных конструктивных решений в активных частях магнитной системы этот электродвигатель имеет рекордные удельные массогабаритные показатели.

Указанные параметры подтверждены испытанием опытных образцов в генераторном режиме. В качестве генератора ВМЭД-01 может применяться в автономных ветроэнергетических установках прямого действия (без мультипликатора) со следующими параметрами:

$P_n = 12$  кВт;  $n_n = 150$  об/мин.

**Вентильные электродвигатели типа ДВФ** разработаны на базе двигателя 5ДВМ85 путем замены материалов магнитов ротора на феррит-стронций, как более дешевый, и предназначены для применения в качестве электродвигателей вентиляторов отопителей автомобилей. Двигатели выполнены в габаритах применяемых в настоящее время коллекторных машин, для отопителей автомобилей ЗИЛ, "Москвич", ГОАЗ и др. По сравнению с коллекторными имеют значительно больший ресурс (до 10000 ч) и более высокие энергетические показатели [2]. В настоящее время образцы бездатчиковых двигателей ДВФ97 в комплекте с электронными блоками собственной разработки проходят стендовые испытания у заказчика.

**Импульсное технологическое оборудование** для намагничивания и контроля высокоэнергетических постоянных магнитов и изделий на их основе было разработано и изготовлено для обеспечения производства вентильных электродвигателей. Это оборудование позволило решить важнейшую технологическую задачу как по входному контролю постоянных магнитов, так и по их намагничиванию в составе роторов в сборе [3]. Внешний вид источника импульсного тока, входящего в состав оборудования, показан на рис.2.

В табл.3 приведены основные параметры двух типов импульсных технологических установок: намагничивающей УИН-3000 и установки контроля ТКМГП.

Установки имеют емкостной накопитель энергии, высоковольтное зарядное устройство и бесконтактный разрядник, комплектуются индукторными системами по требованиям заказчика в зависимости от типоразмеров магнитов и устройств на их основе.

Установка контроля ТКМГП является полуавтоматической и управляется от компьютера со специальным программным обеспечением.

Технические характеристики импульсных установок

Тип установки	Назначение	$W_{\max}$ , кДж	$U_{\max}$ , В	Производительность, шт/ч	Материал магнитов
УИН-3000	Намагничивание	32	3000	120	РЗМ и др.
ТКМГП	Контроль гистерезисных параметров	32	3000	30	РЗМ, ферриты

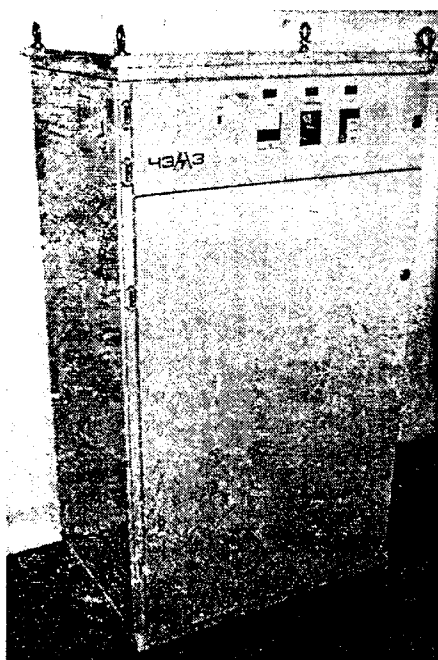


Рис.2. Источник импульсного тока

Опыт эксплуатации у ряда потребителей выпускаемых электродвигателей и оборудования подтверждает достоверность приведенных характеристик и способствует дальнейшему их совершенствованию. В ОАО "ЧЭАЗ" проводятся также и другие разработки в области электромеханики — как в части модернизации и расширения области применения выпускаемых электродвигателей, так и по созданию новых перспективных изделий.

Анализ конструктивных особенностей, характеристик и параметров новых изделий электромеханики, освоенных в последние годы на предприятии ОАО "ЧЭАЗ", позволяет сделать следующие выводы:

1. Двигатели серии 5ДВМ и ДВФ представляют собой современные бесконтактные вентильные электродвигатели, не уступающие по основным параметрам лучшим зарубежным образцам.

2. Перспективной для экологически чистого транспорта является разработка тягового вентильного электродвигателя с рекордными для этого габарита машин энергетическими и массогабаритными показателями.

3. Выпускаемое ОАО "ЧЭАЗ" импульсное технологическое оборудование позволяет осуществлять любые сложные виды намагничивания и контролировать параметры новых высокоэнергетических постоянных магнитов.

#### Список литературы

1. Жуков В.П., Нестерин В.А. Высоко моментные вентильные электродвигатели серии 5ДВМ//Электротехника. 2000. № 6. С. 19—21.

2. Нестерин В.А., Донской Н.В. и др. Бездатчиковый вентильный электропривод вентилятора отопителя автомобиля//Электротехника. 2001. № 2. С. 27—30.

3. Nesterin V.A., Nesterina A.D., Toyderiakov A.A., Andreev V.N. Puls equipment with improved for magnetization and measurement of magnets//XI symposium MIS. Poland, Malbork. 1998. Vol II.

**Нестерин Валерий Алексеевич** — профессор кафедры электромеханики Чувашского госуниверситета, доктор техн. наук. Окончил МЭИ в 1964 г. по специальности "Электрические машины".

**Жуков Виктор Петрович** — технический директор ОАО "ЧЭАЗ". Окончил Ленинградский политехнический институт им. М.И. Калинина в 1965 г. по специальности "Автоматика и телемеханика", инженер-электрик.

**Тойдеряков Александр Ананьевич** — начальник конструкторского бюро ОАО "ЧЭАЗ". Окончил Чувашский госуниверситет по специальности "Электрические аппараты" в 1986 г.

**Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов**

**Редакция журнала "Электротехника"**

**предлагает услуги**

**по подготовке и выпуску на договорных условиях специальных (тематических) номеров журнала "Электротехника" по тематике и материалам (в том числе и рекламным) заказчика.**

**Справки по телефону: 254-11-52**

# Качество фазного напряжения регулируемого электропривода переменного тока с учетом процессов коммутации транзисторных ключей

СТЕПАНОВ В.Г., ДОНСКОЙ Н.В.

Анализируется влияние защитной паузы в законе коммутации полумоста инвертора напряжения на форму выходного напряжения. Приводится картина физических процессов при работе на фазу двигателя переменного тока и их математическое описание. Предлагаются способы учета и снижения влияния защитной паузы на качество получаемого напряжения.

In the article is analyzed the influence of a protective pause in the commutation law of the voltage inverter halfbridge on the form of output voltage. The picture of physical processes in operation on a phase of an alternating current motor is given. Their mathematical description is given. The ways of the registration and lowering of influence of a protective pause on quality of received voltage are offered.

Для питания двигателей регулируемых электроприводов переменного тока часто применяют автономные инверторы напряжения. Схема соединения основных элементов стандартного полумоста для формирования напряжения одной фазы приведена на рис.1. Регулируемое синусоидальное напряжение фазы двигателя получают посредством высокочастотной ШИМ с помощью полностью управляемых ключей. С целью защиты полумоста инвертора от сквозных токов по цепи управления вводят паузу между сигналом запирания открытого ключа и сигналом отпираания закрытого, часто называемую как "мертвое время" (dead-time). Более благозвучный термин — "защитная пауза". Пауза искажает форму напряжения, ухудшает его гармонический состав, изменяет амплитуду первой гармоники. При высокочастотной модуляции длительность паузы и длительность периода ШИМ могут быть сравнимы. Дополнительное напряжение, вызванное паузой, при работе на низких скоростях, может превышать заданный полезный сигнал (это будет показано ниже). Целью статьи является оценка влияния паузы на качество формы напряжения и пути устранения этого влияния.

Искажение формы напряжения иллюстрируется рис.2.

Примем следующие допущения:

1. Частота ШИМ  $f_{\text{ШИМ}}$  много больше частоты модулируемой синусоиды и в качестве кривой выход-

ного напряжения можно рассматривать его гладкую составляющую.

2. Электрическая машина — симметричная и уравновешенная.

3. Питающая сеть — большой мощности.

4. Электрическая машина — идеальная, симметричная, уравновешенная, не учитывается влияние оборотных, зубцовых, полюсных пульсаций.

5. В целях надежности длительность защитной паузы выбирается на порядок больше реального времени закрывания ключа.

При использовании паузы длительностью  $\tau$  время открытого состояния каждого из ключей полумоста на периоде ШИМ сокращается на интервал  $\tau$ . В течение этих двух пауз  $\tau$  ток протекает через обратный диод, который обеспечивает сохранение направления фазного тока. Например, на участках, где ток больше нуля, в паузах работает диод  $D_2$ , фаза подключена к потенциалу  $-U_{\text{п}}/2$ . Мгновенное значение напряжения оказывается ниже заданного на

$$U_{\text{доп}} = \tau U_{\text{п}} / T, \quad (1)$$

где  $T$  — период ШИМ.

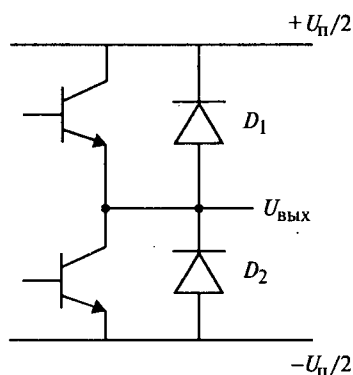


Рис.1. Основные элементы типовой схемы типового полумоста инвертора напряжения

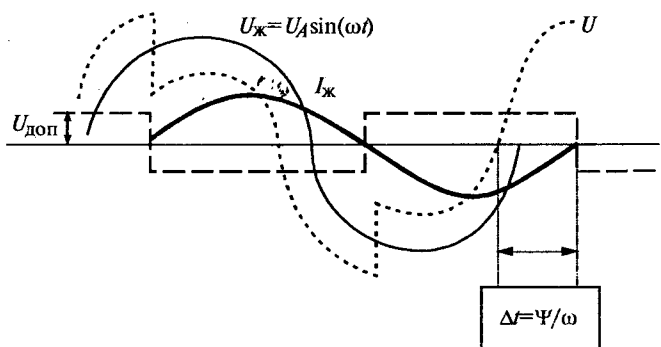


Рис.2. Искажения выходного напряжения фазы инвертора при работе на активно-индуктивную нагрузку:

— —  $U_{\text{ж}}$  — желаемая форма выходного напряжения, задаваемая системой управления; — — — —  $I_{\text{ж}}$  — первая гармоника тока нагрузки; - - - -  $U_{\text{доп}}$  — дополнительный сигнал, обусловленный защитной паузой; --- —  $U$  — реальная форма выходного напряжения



Мгновенные значения напряжения на участках, на которых ток меньше нуля, будут выше желаемых на то же значение  $U_{\text{доп}}$ . Фазное напряжение будет иметь перепады в моменты перехода фазного тока через нуль. Перепад равен  $2U_{\text{доп}}$ .

На участках малых (прерывистых) токов обратные диоды будут работать только в течении части паузы  $\tau$  и значение перепада уменьшится. Однако искажения в области весьма малых токов при высокой частоте ШИМ не приведут к существенному ухудшению энергетических показателей и качества движения. В статье этот эффект не учитывается.

Оценим значение дополнительного напряжения  $U_{\text{доп}}$  на примере. Пусть при типовом законе частотного регулирования скорости  $U/f = \text{const}$  в разомкнутой структуре асинхронного электропривода требуется обеспечить диапазон изменения скорости 1:10. При номинальной частоте вращения амплитуда фазного напряжения максимальна и равна  $U_n/2$ , при работе на нижней границе диапазона регулирования с частотой, в десять раз меньшей, напряжение фазы будет иметь амплитуду  $0,05 U_n$ . Пусть  $f_{\text{шим}} = 5 \text{ кГц}$ , а защитная пауза составляет 10 мкс. Тогда амплитуда перепада напряжения при изменении знака тока равна  $0,1 U_n$ , что превышает амплитуду полезного сигнала.

Появляются ограничения на диапазон регулирования напряжения в разомкнутых системах управления электроприводом (САУЭП). При снижении управляющего напряжения ниже допустимого уровня возникает положительная обратная связь по току и автоколебания.

В замкнутых САУЭП с глубокими обратными связями по току форма напряжения поддерживается равной заданной. Однако при каждом изменении знака тока фазы САУЭП приходится отрабатывать скачкообразные возмущения напряжения, возникают дополнительные колебания, что снижает устойчивость САУЭП и ухудшает ее динамические качества.

### Влияние паузы на форму напряжения фазы при малых скольжениях

Для контроля влияния паузы на качество напряжения необходимо знать моменты перехода тока через нуль. Рассмотрим упрощенный случай, когда можно пренебречь ЭДС фазы и рассматривать ее как  $RL$ -цепь (при холостом ходе либо малых нагрузках). Ток в фазе можно найти разложением реакций на две составляющие напряжения (рис.2):

1) синусоидальную, желаемую  $U_{\text{ж}} = U_A \sin(\omega t)$ , где  $\omega = 2\pi f$  — частота модулируемого напряжения;

2) прямоугольную — сигнал  $U_{\text{доп}}$ .

Ток, вызванный синусоидальной составляющей:

$$I_{\text{син}} = I_A \sin(\omega t - \varphi), \quad (2)$$

где  $I_A = U_A / \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} = U_A / \sqrt{R^2 + (\omega/\nu)^2}$  — амплитуда базовой составляющей;  $\varphi = \arctg(\omega L/R) = \arctg(\omega/\nu)$  — фазовое запаздывание базовой составляющей;  $\nu = R/L$ ;  $R, L$  — активное сопротивление и индуктивность фазы.

Установившийся ток, обусловленный прямоугольной составляющей  $I_{\text{доп}}$ , можно найти, пользуясь методами теории линейных цепей, например, методом припасовывания. Получим следующее выражение для тока на периоде повторения:

$$I_{\text{доп}} = \begin{cases} -\frac{U_{\text{доп}}}{R} (1 + 2(1 - e^{-T\nu/2})) \frac{e^{-\nu(t-\psi/\omega)}}{1 - e^{-T\nu}} & \text{при } \psi/\omega \leq t \leq (\pi + \psi)/\omega; \\ \frac{U_{\text{доп}}}{R} (1 + 2(1 - e^{-T\nu/2})) \frac{e^{-\nu(t-(\pi+\psi)/\omega)}}{1 - e^{-T\nu}} & \text{при } (\psi + \pi)/\omega \leq t \leq (2\pi + \psi)/\omega, \end{cases} \quad (3)$$

где  $\psi$  — фазовый сдвиг между точками перехода напряжения и тока фазы через нуль (рис.2).

Полный ток в установившемся режиме  $I_{\text{уст}} = I_{\text{син}} + I_{\text{доп}}$ . На первом интервале

$$I_{\text{уст}} = \frac{U_A}{R} (\sqrt{1 + (\omega/\nu)^2} \sin(\omega t - \arctg(\omega/\nu)) - \frac{\tau U_n}{2TR} (1 + 2(1 - e^{-T\nu/2})) \frac{e^{-\nu(t-\psi/\omega)}}{1 - e^{-T\nu}}). \quad (4)$$

Из уравнения (4), считая, что полный ток равен нулю в момент  $t = \psi/\omega$ , находим угол

$$\psi = \arcsin \left( \frac{\tau U_n}{2TU_A} (3 - 2e^{-\nu T/2}) \frac{\sqrt{1 + (\omega/\nu)^2}}{1 - e^{-\nu T}} \right) + \arctg(\omega/\nu). \quad (5)$$

По выражению (5) можно оценивать моменты перехода тока через нуль и, соответственно, скачка напряжения, вызванного "мертвым временем".

### Анализ по первой гармонике

Рассмотрим случай, когда ЭДС фазы пренебрегать нельзя, ограничиваясь только первыми гармониками напряжений и токов. Допущение связано с тем, что в рассматриваемых кривых отсутствуют гармоники с четными номерами и номерами кратными трем. Обратимся к рис.2. Первая гармоника результирующего тока, при условии незначительного влияния высших гармонических составляющих, меняет знак в те же моменты времени, что и первая гармоника прямоугольного напряжения  $U_{\text{доп}}$ , обусловленного влиянием защитной паузы. Векторная диаграмма для фазы статора для принятого случая изображена на рис.3.

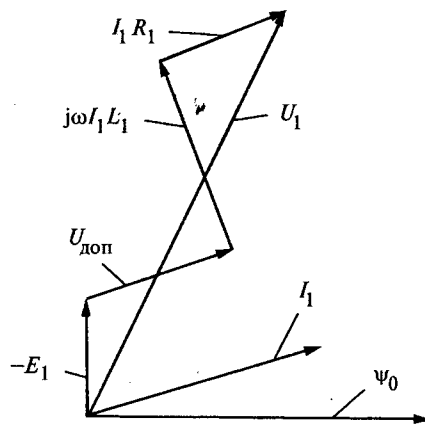


Рис.3. Векторная диаграмма фазы статора асинхронного двигателя:

$\psi_0$  — потокосцепление в зазоре;  $\omega$  — частота напряжения статора;  $-E_1$  — ЭДС статора;  $I_1$  — ток статора;  $U_1$  — напряжение статора;  $U_{\text{доп}}$  — напряжение, обусловленное влиянием защитной паузы;  $R_1, L_1$  — активное сопротивление и индуктивность фазы статора

Напряжение  $U_{\text{доп}}$  оказывается чисто активным и может быть проинтерпретировано как влияние дополнительного активного сопротивления в фазе статора. Например, для законов управления, в которых требуется поддерживать заданный ток намагничивания  $I_m$ , дополнительное сопротивление удобно нормировать следующим образом:

$$R_{\text{доп}} = U_n \tau / (I_m T), \quad (6)$$

и в процессе работы учитывать с помощью  $R_{\text{доп}}$  влияние защитной паузы.

### Общий случай

В общем случае, когда фазное напряжение необходимо представлять в виде суммы гармонических составляющих, каждой гармонике соответствует своя схема замещения<sup>1</sup> и своя векторная диаграмма (рис.4) и каждую гармонику следует рассматривать отдельно. При наличии в фазе ЭДС  $E_{1k}$  на  $RL$ -цепь статора действует разность фазного напряжения  $U_{1k}$  и ЭДС  $E_{1k}$   $k$ -й гармоники. Для  $k$ -й гармоники фазы тока статора в установившемся режиме справедливы следующие соотношения<sup>1</sup>:

$$I_{1k} = |I_{1k}| \sin(k\omega t - \varphi_{1k});$$

$$|I_{1k}| = \frac{\sqrt{c_k^2 + x_k^2}}{a_k^2 + b_k^2} \frac{|U_{1k}|}{kR}; \quad (7)$$

$$\varphi_{1k} = \arctg\left(\frac{x_k^2}{c_k^2}\right) - \arctg\left(\frac{b_k}{a_k}\right),$$

где

$$a_k = \frac{R_1 R_2}{k\beta_k} - x_1 x_2 \sigma; \quad b_k = \frac{R_1 x_2 + R_2 x_1}{k\beta_k}; \quad c_k = R_2 / \beta_k;$$

$$\sigma = \frac{1 - x_m^2}{x_1 x_2}; \quad \beta_k = \frac{k\omega_0 - \omega_p}{k\omega_0}; \quad (8)$$

$x_m$ ,  $x_1$ ,  $x_2$  — индуктивные сопротивления взаимной индукции, статора, ротора на номинальной частоте;  $\omega_p$  — частота вращения ротора;  $\beta_k$  — абсолютное скольжение  $k$ -й гармоники.

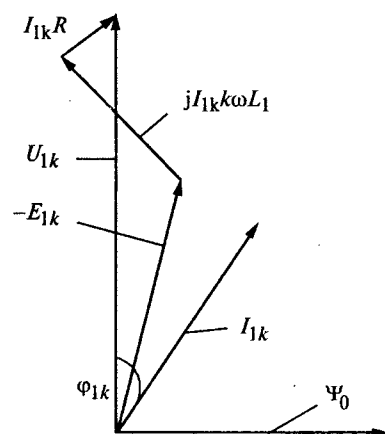


Рис.4. Векторная диаграмма фазы статора для анализа по гармоническим составляющим ( $k$  — номер гармоники)

Тогда

$$I_1 = I_A \sin(\omega t - \varphi_{11}) - I_{11} \sin(\omega t - \varphi_{11} - \psi) -$$

$$- I_{13} \sin(3\omega t - \varphi_{13} - \psi) - I_{15} \sin(5\omega t - \varphi_{15} - \psi) -$$

$$- I_{17} \sin(7\omega t - \varphi_{17} - \psi) - I_{19} \sin(9\omega t - \varphi_{19} - \psi) - \dots \quad (9)$$

Первое слагаемое в (9) обусловлено базовой составляющей фазного напряжения, остальные — гармониками прямоугольной составляющей.

Гармоники напряжения с номерами кратными 3 не создают фазных токов при соединении обмоток статора звездой. Учитывая, что в момент  $t = \psi / \omega$  ток  $I_1$  равен нулю, получаем:

$$I_A \sin(\psi - \varphi_{11}) - I_{11} \sin(\varphi_{11}) - I_{15} \sin(4\psi - \varphi_{15}) -$$

$$- I_{17} \sin(6\psi - \varphi_{17}) - \dots = 0. \quad (10)$$

Решая уравнение (10) приближенно, учитывая только первую гармонику

$$I_A \sin(\psi - \varphi_{11}) - I_{11} \sin(\varphi_{11}) = 0, \quad (11)$$

находим:

$$\psi = \varphi_{11} + \arcsin(I_{11} \sin(\varphi_{11}) / I_A). \quad (12)$$

Решение с учетом высших гармоник тока можно получить с помощью численных методов и математического моделирования.

Полезные момент и мощность создает только первая гармоника. Из-за влияния паузы амплитуда первой гармоники фазного напряжения может существенно измениться и исказить закон управления.

### Пути устранения влияния защитной паузы

В замкнутых САУ, имеющих датчик тока, необходимо по цепям управления корректировать скажность ШИМ-импульсов в зависимости от тока фазы. В цифровых САУ, построенных на объектно-ориентированных контроллерах, пауза задается программно, заранее известна и может быть точно скомпенсирована. В аналоговых САУ требуются дополнительные узлы, причем пауза будет учитываться приближенно.

В разомкнутых САУ с цифровым управлением, не имеющих средств измерения либо оценки знаков токов фаз, для определения моментов скачков напряжения  $U_{\text{доп}}$  можно воспользоваться выражением (5). Небольшая ошибка в оценке угла  $\psi$  не опасна, так как окрестностям угла  $\psi$  соответствуют малые токи, и плохая форма токов в области небольших значений не должна существенно ухудшать динамические и энергетические характеристики САУ.

Полученные теоретические результаты проверялись с помощью математического моделирования на ЭВМ.

**Степанов Владимир Гельманович** — ОАО "Чебоксарский электроаппаратный завод". В 1985 г. закончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института. В 1993 г. защитил во ВНИИ-электропривод кандидатскую диссертацию по теме "Исследование структур цифрового электропривода".

**Донской Николай Васильевич** — доцент Чувашского государственного университета. В 1960 г. закончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института. В 1975 г. защитил в ВЭИ кандидатскую диссертацию по теме "Влияние неполной управляемости вентиля на устойчивость замкнутой системы автоматического регулирования с управляемыми выпрямителями".

<sup>1</sup> Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах. Чебоксары: ЧувГУ, 1998.

# Щиты постоянного тока для подстанций с селективной защитой

ЯСВЕН П.И.

*Приведена информация по щитам постоянного тока для подстанций, в которых селективность срабатывания выключателей обеспечивается за счет использования токового реле с выдержкой времени, датчиком тока которого является шунт.*

Одним из видов низковольтных комплектных устройств, применяемых на подстанциях, являются щиты распределения постоянного тока серии ПСН1200. Эти щиты построены на базе селективных выключателей серии АЗ793С на номинальный ток 630 А, имеющих максимальные расцепители на токи 630, 500, 400, 320, 250 и 160 А. При этом выключатели АЗ793С используются как в шкафах ввода с номинальным током 160 А, так и в качестве выключателей отходящих линий.

Как показала практика, выключатели АЗ793С не обеспечивают заданной гарантированной селективности и, кроме того, технико-экономически не оправдано их применение для защиты отходящих линий на токи до 63 А.

Учитывая это, была поставлена задача разработать и освоить производство щитов постоянного тока для подстанций, в которых была бы обеспечена селективность срабатывания выключателей при более рациональном использовании выключателей по номинальному току.

Для реализации этой задачи ОАО "ЧЭАЗ" совместно с институтом "Севзапэнергопроект" (г. Санкт-Петербург) и ОАО "ВНИИР" (г. Чебоксары) была разработана серия типовых шкафов ввода и распределения постоянного тока серии ПСН1200, в которых взамен выключателей серии АЗ793С использованы выключатели типа ВА04-36 на 250 А в комплекте с выносной селективной защитой, действующей на независимый расцепитель выключателя.

Датчиком тока является шунт, в качестве токового реле применено специально разработанное для этих целей ВНИИР реле максимального тока типа РМПТ-00.

Практически взамен выключателя АЗ793С используется комплект аппаратов, состоящий из выключателя ВА04-36, реле РМПТ-00 и шунта на ток до 300 А. Конструктивно этот комплект аппаратов представляет собой блок на металлической плите.

## Основные технические данные реле РМПТ-00

Номинальное напряжение контролируемой сети постоянного тока, В .....  $220^{+20\%}_{-15\%}$

Номинальный ток реле  $I_{н.р.}$ , А ..... Определяется номинальным током шунта. Проектом предусмотрены шунты на токи 30—300 А

Номинальный базисный ток  $I_{н.б.}$  .....  $0,64I_{н.р.}$ ;  $0,8I_{н.р.}$ ;  $1,0I_{н.р.}$

Дискретные уставки реле по току  $I_{уд.}$  .....  $2I_{н.б.}$ ;  $4I_{н.б.}$ ;  $6I_{н.б.}$

Диапазон плавного регулирования уставок реле в канале КЗ .....  $(0,5—1)I_{уд.}$   
Уставки по времени срабатывания реле по каналу КЗ  $t_{ср.}$ , с ..... 0,1; 0,25; 0,5  
Уставка реле по отсечке тока  $I_{отс.}$  .....  $10I_{н.р.}$   
Время срабатывания по току отсечки  $t_{отс.}$ , с .....  $\ll 0,03$   
Коэффициент возврата реле ..... 0,9  
Количество контактов ..... 1з, 1р  
Время удержания реле в момент КЗ при снижении напряжения до нуля  $t_{уд.}$ , с ..... 0,05  
Коммутационная способность контактов:  
— в цепи постоянного тока .... 30 Вт при напряжении не более 250 В и токе не более 1 А  
— в цепи переменного тока ... 250 В·А при напряжении 250 В и токе не более 2 А

Номинальный рабочий ток такого блока, применяемого как в шкафах ввода, так и для защиты отходящих линий, определяется номинальным током шунта  $I_{н.р.}$ .

При этом реле РМПТ-00 имеет следующие возможности для выбора уставок срабатывания при КЗ:

— базисный ток устройства может быть установлен на следующие значения:  $0,64I_{н.р.}$ ,  $0,8I_{н.р.}$  и  $1,0I_{н.р.}$ ; это значение тока и является базисным ( $I_{н.б.}$ ) по отношению к дискретным уставкам тока срабатывания защиты  $I_{уд.}$ ;

— устройство имеет следующие селективные дискретные уставки тока срабатывания:  $2I_{н.б.}$ ,  $4I_{н.б.}$  и  $6I_{н.б.}$ ;

— после выбора дискретной уставки по току  $I_{уд.}$  ток срабатывания защиты может плавно регулироваться в пределах 0,5—1 от заданного значения дискретной уставки;

— выдержка времени срабатывания реле может быть установлена из ряда следующих значений: 0,1; 0,25; 0,5 с.

Такой диапазон выдержек времени позволяет обеспечить гарантированную селективность срабатывания при КЗ выключателей ввода и отходящих линий.

Для обеспечения срабатывания независимых расцепителей автоматических выключателей в случае значительного снижения напряжения при КЗ к цепям питания подключены блоки конденсаторов типа БК-400.

Так как энергия (емкость) блока конденсаторов обеспечивает одновременное срабатывание двух расцепителей автоматических выключателей, предусмотрено, что в каждом шкафу установлено по одному блоку конденсаторов.

На рисунке приведена принципиальная электрическая схема подключения реле РМПТ-00.

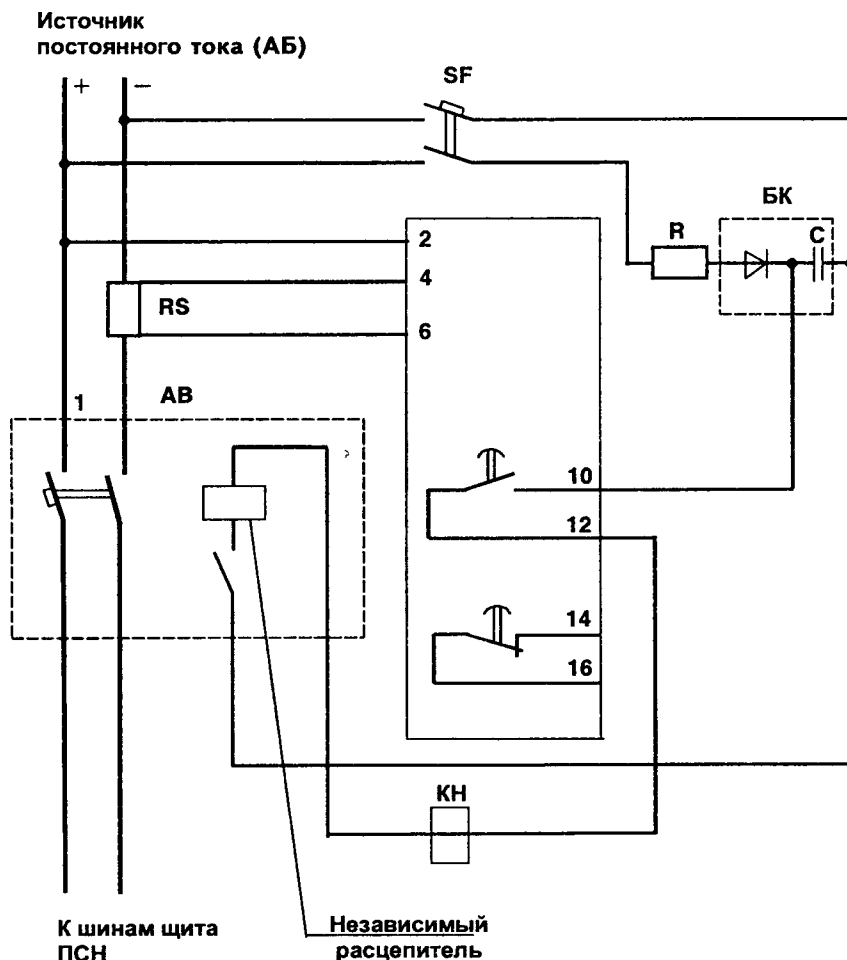


Схема подключения реле:

*AB* — выключатель; *PMPT* — реле защиты; *RS* — шунт; *БК* — блок конденсаторов; *R* — дополнительный резистор; *SF* — выключатель защиты цепи управления

ОАО "ЧЭАЗ" разработана и по запросам рассылается техническая информация НКУ. 143.134-01 "НКУ постоянного тока для подстанций до 500 кВ с выносной селективной защитой серии ПСН1200".

В техническую информацию включены типовые панели ввода и отходящих линий, а также предусмотрена возможность заказа панелей отходящих линий с набором комплектов аппаратов, выключателей и предохранителей по усмотрению заказчика.

Первый промышленный образец щита постоянного тока был разработан и изготовлен по заказу Рязаньэнерго. Результаты его эксплуатации положительные.

В заключение можно сделать вывод, что использование выносной селективной защиты обеспечило гарантированную селективность срабатывания выключателей, а замена выключателей АЗ793С на выключатели ВА04-36 позволила снизить стоимость щитов постоянного тока для подстанций на 30%.

**Ясвен Петр Израилович** — главный конструктор по НКУ ОАО "ЧЭАЗ". Окончил Каунасский политехнический институт в 1956 г. по специальности инженер-электромеханик.

## Влияние длительности токов обмотки возбуждения и якоря на эффективность индукционно-динамического электродвигателя

БОЛЮХ В.Ф.

*Для повышения эффективности индукционно-динамического двигателя предлагается система управления, ограничивающая длительности протекания токов как в первичной обмотке статора, так и во вторичной ускоряемой короткозамкнутой катушке якоря. КПД электродвигателя, его механические и энергетические характеристики улучшаются за счет устранения электродинамической силы притяжения между первичной обмоткой и ускоряемой катушкой, а также за счет уменьшения потерь и температур нагрева в этих элементах.*

*Предложено в качестве критериев эффективности импульсного электродвигателя использовать значения скорости якоря с исполнительным элементом и КПД в конце рабочего цикла.*

Индукционно-динамические электродвигатели (ИДЭД), работают в импульсном режиме при электромагнитных нагрузках, существенно превышающих допустимые у двигателей продолжительного действия. Они осуществляют бесконтактное движение при отсутствии токоподвода на подвижную часть и обеспечивают разгон якоря на короткой рабочей длине. Их можно рассматривать как одни из наиболее перспективных двигателей для систем, где необходимы значительные ударные нагрузки и высокие начальные ускорения при линейном перемещении исполнительного элемента [1,2].

Традиционный индукционно-динамический электродвигатель содержит статорную обмотку возбуждения дисковой формы, подключаемую к емкостному накопителю, и коаксиально установленный дисковый электропроводящий якорь, взаимодействующий с исполнительным элементом и представляющий собой короткозамкнутую катушку, намотанную из относительно тонкого провода [3]. При возбуждении от емкостного источника ток в первичной обмотке  $i_1(t)$  посредством магнитного поля индуцирует ток во вторичном якоре  $i_2(t)$ , вследствие чего между ними возникает электродинамическая сила

$$f(t, z) = i_1(t) i_2(t) \frac{dM}{dz}(z),$$

где  $M(z)$  — взаимоиндуктивность между обмоткой и якорем, и якорь с исполнительным элементом совершает перемещение вдоль оси  $z$  со скоростью  $v$ . Так как градиент взаимной индуктивности рассматриваемого электродвигателя в процессе рабочего цикла сохраняет знак, то очевидно, что характер электродинамической силы (отталкивание или притяжение) в основном определяется взаимной полярностью возбуждаемого и индуцированного токов в течение рабочего цикла.

Как показывает анализ, у традиционных индук-

ционно-динамических двигателей эффективность преобразования энергии недостаточно высока. Это обуславливает различные усовершенствования конструкции и использование криогенного охлаждения жидким азотом [4]. Однако и в этих случаях, несмотря на значительные усложнения электродвигателя проблема не решается в полном объеме. Широкие возможности повышения эффективности двигателя открывает система управления, непосредственно воздействующая на его электрические процессы [5,6].

Целью статьи является исследование влияния длительности токов в неподвижной обмотке возбуждения и ускоряемом якоре на эффективность индукционно-динамического двигателя путем использования модифицированной системы управления.

В качестве критериев эффективности работы ИДЭД выберем:

максимальные значения скорости

$$v(t_{k+1}) = v(t_k) + \vartheta \Delta t / (P + m_2)$$

и перемещения якоря с исполнительным элементом [6]

$$\Delta Z(t_{k+1}) = \Delta Z(t_k) + v(t_k) \Delta t + \vartheta \Delta t^2 / (P + m_2),$$

где

$$\begin{aligned} \vartheta = i_1(t) i_2(t) \frac{dM}{dz}(z) - K_p \Delta Z(t) - K_T v(t) - \\ - 0,125 \pi \gamma_a \beta_a D_{2m}^2 v^2(t); \end{aligned}$$

$m_2$ ,  $P$  — масса якоря и исполнительного элемента;  $K_p$  — коэффициент упругости буферного элемента, например возвратной пружины;  $K_T$  — коэффициент динамического трения;  $\gamma_a$  — плотность среды перемещения;  $\beta_a$  — коэффициент аэродинамического сопротивления;  $D_{2m}$  — максимальный диаметр ускоряемых элементов;  $\Delta t$  — численно малый интервал времени, на который разбивается переходный процесс;

минимальную температуру нагрева

$$\theta_n = T_n - T_0,$$

где  $T_0$  — начальная температура — температура окружающей среды или хладагента;  $T_n$  — температура обмотки или якоря;

наибольшее значение КПД электродвигателя

$$\eta(t) = \frac{(m_2 + P)v^2(t)}{(m_2 + P)v^2(t) + 2 \sum_{n=10}^2 \int i_n^2(t) R_n(T_n, B_n) dt},$$

где  $n = 1, 2$  — индексы обмотки и якоря;  $R_n$  — сопротивление обмотки/якоря;  $B_n$  — индукция магнитного поля, влияющая на сопротивление из-за магниторезистивного эффекта.

Намотка обмотки и якоря относительно тонким проводом позволяет за счет введения дополнительных элементов: управляемого тиристора  $VS$ , диодов  $VD_1$ ,  $VD_2$  и ключей в их электрическую цепь эффективно воздействовать на форму и длительность токов (рис.1). Рассмотрим варианты схем, реализующих следующие рабочие режимы электродвигателя:

1) "полный разряд" накопителя энергии на обмотку возбуждения без ограничения длительности протекания токов (ключи  $Q_1$  и  $Q_3$  замкнуты, ключ  $Q_2$  разомкнут);

2) "импульсное возбуждение" с ограничением длительности только тока возбуждения (ключи  $Q_1$  и  $Q_2$  разомкнуты; ключ  $Q_3$  замкнут);

3) "импульсный режим" с ограничением длительности первичного возбуждаемого и вторичного индуцированного токов (ключи  $Q_1$  и  $Q_3$  разомкнуты; ключ  $Q_2$  замкнут).

Если первые две схемы управления известны [7], то последняя мало исследована и ее влияние на некоторые параметры эффективности электродвигателя не очевидно.

В качестве объекта исследования рассмотрим типичный ИДЭД, обмотка возбуждения которого выполнена в форме плоского диска высотой 10 мм с наружным диаметром 100 мм и внутренним — 20 мм, содержащая 400 витков медного провода диаметром 0,9 мм. Короткозамкнутая катушка якоря имеет аналогичные радиальные размеры, содержит 80 витков того же провода и имеет высоту 2 мм. Обмотка и катушка выполнены в виде монолитных дис-

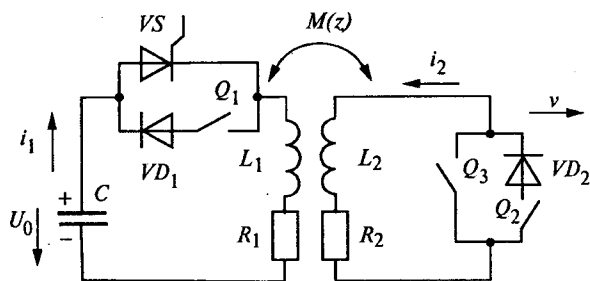


Рис.1. Электрическая схема ИДЭД, реализующая различные варианты протекания токов в обмотке и якоря

ков, пропитанных эпоксидным компаундом. Якорь взаимосвязан с исполнительным элементом массой 1 кг. В исходном состоянии якорная катушка через изоляционную прокладку прижата к статорной обмотке при помощи возвратной пружины с коэффициентом упругости 5 кН/м. В качестве источника энергии используется накопитель емкостью 200 мкФ, заряженный до напряжения 4,5 кВ. Рассмотрим работу ИДЭД при использовании и отсутствии криогенного охлаждения жидким азотом.

При использовании схемы "полного разряда" заряженного до напряжения  $U_0$  накопителя энергии емкостью  $C$  в ИДЭД, содержащего якорь в виде короткозамкнутой катушки, электрохимические и тепловые процессы в электродвигателе с учетом основных нелинейных параметров и тормозных факторов описываются известными рекуррентными соотношениями [6]. На рис.2 показаны плотности токов в первичной обмотке  $j_1$  и ускоряемом якоря  $j_2$ , аксиальная сила  $f$ , под действием которой якорь с исполнительным элементом перемещаются со скоростью  $v$ . Особенностью данных характеристик является то, что при колебательно-затухающем характере токов в обмотке возбуждения, ток в катушке якоря имеет характер импульсного затухания со значительным фазовым сдвигом, особенно заметным в течение первого полупериода первичного тока. Такой характер токов приводит к тому, что аксиальная сила имеет ярко выраженный импульсный характер с последующим появлением "паразитной" составляющей, вызывающей притяжение якоря к обмотке, что снижает скорость исполнительного элемента в конце рабочего цикла.

Криогенное охлаждение практически в два раза увеличивает максимальную электродинамическую силу и скорость разгона якоря, в том числе за счет уменьшения длительности и амплитуды нежелательной силы притяжения. Однако полностью устранить этот эффект таким образом не удастся. Поскольку практически все электродинамические процессы происходят в течение первого полупериода тока возбуждения, то дальнейшее его протекание нежела-

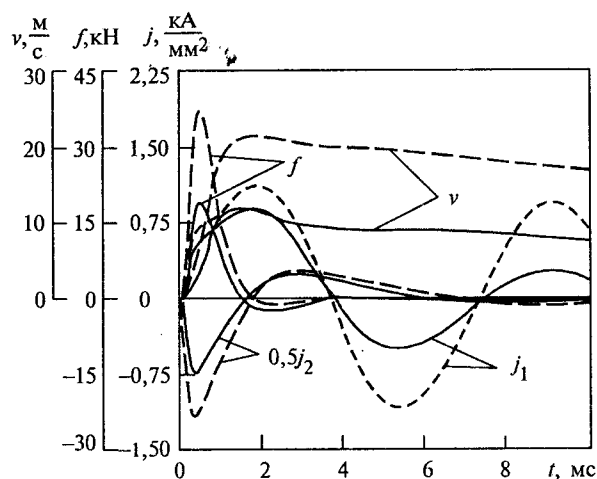


Рис.2. Электромеханические характеристики двигателя с "полным разрядом", работающего при комнатной (—) и азотной (---) температурах

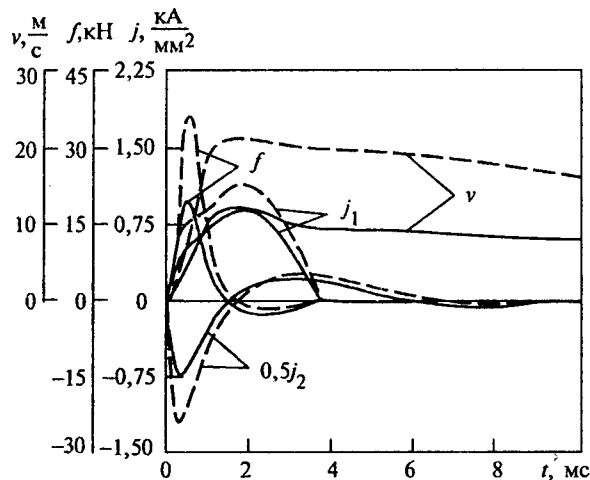


Рис.3. Электромеханические характеристики двигателя с ограничением тока обмотки возбуждения, работающего при комнатной ( — ) и азотной ( --- ) температурах

тельно как из-за полного разряда емкостного накопителя, так и из-за нагрева обмотки возбуждения.

При использовании схемы "импульсного возбуждения" с ограничением длительности тока возбуждения за счет естественного закрытия тиристора  $VS$  (ключи  $Q_1$  и  $Q_2$  разомкнуты, а ключ  $Q_3$  замкнут), после того, как ток в обмотке становится равным нулю, ток в короткозамкнутой катушке якоря изменяется по закону

$$i_2(t_{k+1}) = i_2(t_k) \exp(-R_2 L_2^{-1} \Delta t).$$

На рис.3 представлены характеристики двигателя с данной схемой управления. По сравнению с первым вариантом в этом электродвигателе чуть заметно снижается температура в якоря, и существенно (на 38% при комнатной и в 2,5 раза при азотном охлаждении) снижается температура обмотки возбуждения (таблица). Однако в данной схеме не устраняется "паразитная" сила притяжения, что практически сохраняет неизменными механические показатели: конечную скорость и перемещение якоря.

В третьей схеме (ключи  $Q_1$  и  $Q_3$  разомкнуты, а ключ  $Q_2$  замкнут) реализуется "импульсный режим" работы как первичной обмотки, так и вторичного якоря при сохранении полярности и ограничении длительности индуцированного и возбуждаемого токов. Именно при использовании третьей схемы функционирования электродвигателя, где реализуется импульсно-однополярный характер изменения токов, устраняются "паразитная" сила электродинамического притяжения и бесполезное протекание токов, удастся существенно улучшить как механические, так и энергетические показатели: снижается температура нагрева как обмотки возбуждения, так и якорной катушки, повышаются скорости и перемещения якоря как при наличии, так и при отсутствии криогенного охлаждения жидким азотом (см. таблицу).

Для того, чтобы дополнительно оценить преимущества схемы управления, обеспечивающей "им-

Значение параметров ИДЭД в конце рассматриваемого интервала (10 мс)

Параметры	Начальная температура, К					
	296			77		
	Номер схемы			Номер схемы		
	1	2	3	1	2	3
$v, \text{ м/с}$	7,82	7,63	9,81	16,41	16,20	17,28
$\Delta Z, \text{ мм}$	89,8	88,7	107,0	180,8	179,6	188,6
$\theta_1, \text{ К}$	15,3	11,1	10,8	11,9	4,6	4,5
$\theta_2, \text{ К}$	11,6	11,5	8,7	6,2	6,2	5,1

пульсный режим" работы электродвигателя, на рис.4 показана динамика изменения КПД в процессе работы для рассматриваемых трех схем ИДЭД. Как следует из кривых рис.4, необходимо сделать уточнение относительно параметров эффективности работы электродвигателя, поскольку реализовать некоторые из заявленных выше параметров затруднительно. Так, максимальные значения КПД двигателя и скорости якоря достигаются до того момента, когда происходит ограничение однополярного импульса в обмотке возбуждения и якоря. (Ограничение же токов обмотки и якоря в течение этого импульса, например через 1 мс после начала работы, т.е. до естественного снижения тока до нуля, технически сложно и вряд ли оправдано [5]). Исходя из этого,

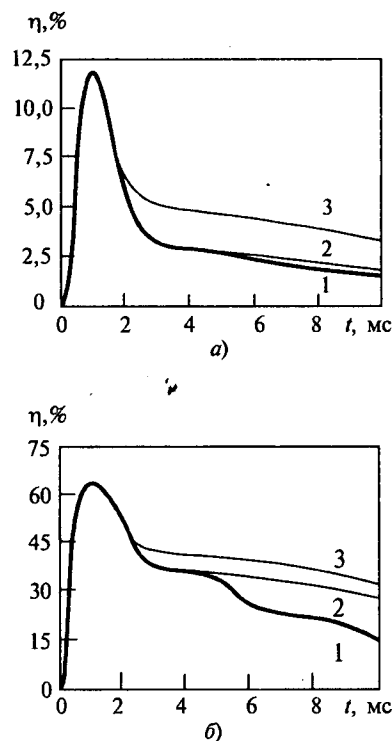


Рис.4. Изменение КПД электродвигателя во времени: 1 — без ограничения токов; 2 — с ограничением тока обмотки; 3 — с ограничением токов обмотки и якоря, работающего при комнатной (а) и азотной (б) температурах

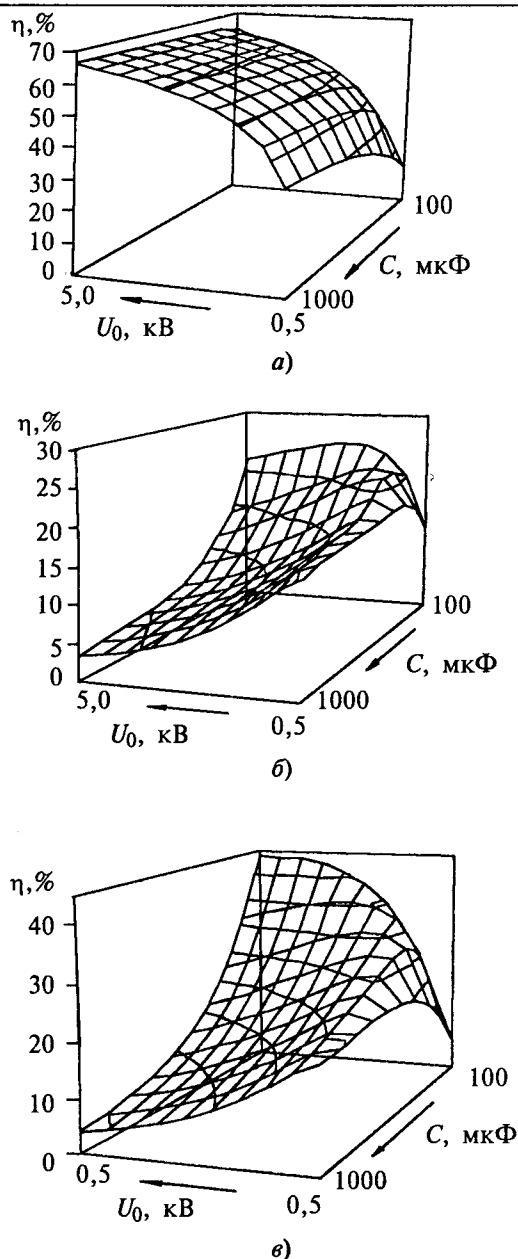


Рис.5. Значения максимального (а) и конечного (б) КПД двигателя без ограничения токов и конечного КПД (в) двигателя с ограничением токов в зависимости от параметров источника энергии

в качестве критериев эффективности необходимо использовать не максимальные значения скорости и КПД, а их значения в конце рабочего цикла электродвигателя.

На рис.5 представлены значения максимального КПД и соответствующие их значения в конце рабочего цикла электродвигателя с азотным охлаждением при изменении параметров емкостного источника: напряжения заряда от 0,5 до 5,0 кВ и емкости от 100 до 1000 мкФ. Так, для схемы №1 с полным разрядом источника без ограничения длительности токов наиболее эффективны по критерию максимального и конечного КПД оказываются совершенно

различные параметры ИДЭД. В первом случае это двигатели с максимальным напряжением и практически любой емкостью указанного диапазона (рис.5,а). По критерию конечного КПД (в конце рабочего цикла) наиболее эффективны двигатели с относительно малой емкостью источника и небольшим зарядным напряжением 3,0—1,0 кВ (рис.5,б). В схеме № 3 с однополярными импульсами токов в обмотке возбуждения и катушке якоря эффективность электродвигателя по критерию конечного КПД заметно повышается, причем в этом случае целесообразно использовать двигатели с относительно малой емкостью, но максимальным напряжением источника, что необходимо учитывать на этапе проектирования данного электродвигателя (рис.5,в).

Таким образом, при введении в электрическую цепь возбуждения и короткозамкнутой катушки якоря полупроводниковых элементов с односторонней проводимостью в них формируются однополярные противоположно направленные импульсы токов, что приводит к улучшению механических и энергетических показателей рассматриваемого двигателя по сравнению с известными схемами управления.

Для проверки основных расчетных соотношений были проведены экспериментальные исследования индукционно-динамического электродвигателя с вертикальным перемещением килограммового стеклотекстолитового исполнительного элемента и параметрами обмотки возбуждения и якоря, указанными выше. Для возбуждения электродвигателя использовался емкостной накопитель, выполненный на базе конденсаторов К75-40Б. Замоноличенные эпоксидным компаундом обмотка и катушка якоря размещались в специальном криостате с жидким азотом, выполненном из стеклотекстолита и пенопласта. Для запуска в работу двигателя использовался регулируемый тиристорный блок. В процессе работы регистрировались: напряжение накопителя и ток в неподвижной обмотке при помощи запоминающего осциллографа С8-12. Температура элементов оценивалась косвенным образом по изменению их сопротивления в конце рабочего цикла. Скорость и перемещение якоря с исполнительным элементом измерялись по моменту срабатывания нескольких чувствительных контактных датчиков, установленных на известном расстоянии друг от друга вдоль оси перемещения. Как показали экспериментальные исследования, значения измеренных при помощи шунтового резистора токов обмотки с точностью до 5%, а усредненные температуры обмотки и катушки с точностью до 10—15% совпадают с расчетными. Значения механических параметров имеют несколько большие отклонения от теоретических (до 20%), что объясняется, прежде всего, отдачей разгоняемых элементов, а также не абсолютной жесткостью и неподвижностью обмотки. Однако во всех вариантах схема управления с полупроводниковыми диодами в цепи возбуждения и цепи якоря показала преимущества по сравнению с известными схемами без ограничения длительности токов.



## Выводы

1. Повышение эффективности индукционно-динамического двигателя, его энергетических и механических показателей достигается за счет использования схемы управления, содержащей в первичной цепи возбуждения и вторичной цепи короткозамкнутой катушки якоря полупроводниковых диодов.

2. В указанной схеме, обеспечивающей однополярные импульсы токов в обмотке возбуждения и катушке якоря, целесообразно использовать электродвигатели с относительно малой емкостью, но максимальным напряжением источника.

3. При проектировании в качестве критериев эффективности импульсного электродвигателя целесообразно использовать значения скорости якоря с исполнительным элементом и КПД в конце рабочего цикла, а не их максимальные значения в течение этого цикла.

## Список литературы

1. Wang D.M., Liu P., Liu H.Q. et al. The design and structural analysis of a coilgun for low acceleration of heavy loads // IEEE Transactions on Magnetics. 1999. Vol. 35, № 1. P. 160—165.

2. Васковский Ю.Н., Рогач С.М., Чемерис В.Т. Математическое моделирование индукционно-динамического ударного двигателя // Техническая электродинамика. 1984. № 4. С. 42—48.

3. Пододыцев А.Д., Кучерявая И.Н. Элементы теории и численного расчета электромагнитных процессов в проводящих средах. Киев: Институт электродинамики НАН Украины, 1999.

4. Болюх В.Ф. Влияние криогенного охлаждения на работу индукционно-динамического двигателя с двойным якорем // Электротехника. 1999. № 12. С. 21—27.

5. Чернов Е.Н., Гальетов В.П. Математическое моделирование индукционного взаимодействия в плоской системе индуктор-заготовка при знакопеременных электродинамических усилиях // Электрический разряд в электротехнологических установках. Чебоксары: Чувашский гос. университет. 1971. С. 63—76.

6. Болюх В.Ф. Исследование индукционно-динамического двигателя // Электротехника. 2000. № 10. С. 28—35.

7. Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С. Влияние возбуждения на характеристики линейного ударного электродвигателя индукционного типа // Техн. электродинамика. Проблемы современной электротехники. 2000. Ч. 4. С. 42—47.

**Болюх Владимир Федорович** — доцент, докторант кафедры "Общая электротехника" национального технического университета "Харьковский политехнический институт" (НТУ "ХПИ"). Окончил физико-технический факультет Харьковского политехнического института (ХПИ) в 1979 г. по специальности "Криогенная техника". В 1987 г. защитил кандидатскую диссертацию в ХПИ по тематике, связанной с разработкой сверхпроводящих магнитных систем для линейных электромеханических преобразователей энергии.

## Расчет мощности машины двойного питания в генераторном режиме

ТИТОВ В.Г., ХВАТОВ О.С.

*Рассмотрен расчет мощности машины двойного питания в генераторном режиме с учетом диапазона частоты вращения вала и типа преобразователя частоты.*

Важным этапом разработки электротехнических комплексов (ЭК) генерирования электрической энергии на основе машины двойного питания (МДП) [1—4] является расчет установленной мощности электрооборудования (асинхронной машины, работающей генератором (АГ), преобразователя частоты (ПЧ), источника реактивной мощности и др.) с учетом особенностей механической характеристики и диапазона частоты вращения вала приводного двигателя, а также формы токов в обмотках АГ, определяемой типом ПЧ в составе МДП. В статье рассмотрено влияние указанных факторов на установленную мощность АГ ( $P_{AG}$ ) на примере ЭК малой ГЭС, когда в качестве движителя используется турбина пропеллерного типа (К70). Полагаем, что диапазон частоты вращения вала турбины 100—200 об/мин, с учетом коэффициента передачи редуктора  $i_{ред} = 10$ , частота вращения вала генератора 1000—2000 об/мин.

Независимо от режима работы МДП-генератора

(автономный режим или параллельно с другими источниками электроэнергии) единственным источником активной мощности является АГ, а источников реактивной мощности несколько — конденсаторы возбуждения, ИРМ, а в некоторых режимах работы АГ и ПЧ. Поэтому целесообразно максимально использовать АГ по активной мощности, возлагая функции генерирования реактивной мощности на ИРМ или ПЧ, либо на эти оба элемента ЭК одновременно. Рассмотренный далее выбор установленной мощности АГ соответствует именно такому подходу.

Для заданной активной мощности нагрузки  $P_n = \text{const}$  установленная мощность АГ зависит от того, в какой части диапазона изменения частоты вращения двигателя находится синхронная скорость АГ. Возможны варианты использования в составе МДП-генератора АГ с различным числом пар полюсов ( $p_n$ ). При этом для одного АГ (с большим  $p_n$ ) во всем диапазоне частоты вращения имеет место генера-

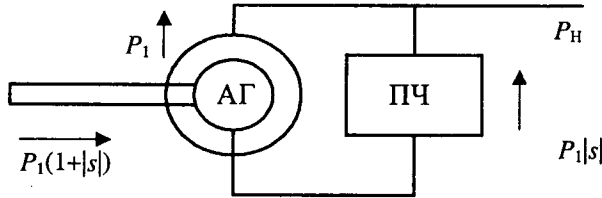


Рис.1. Распределение мощностей в МДП-генераторе при работе в диапазоне  $\omega > \omega_0$

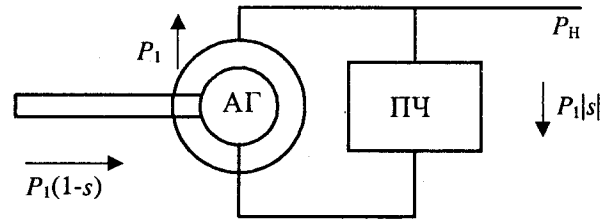


Рис.3. Распределение мощностей в МДП-генераторе при работе в диапазоне  $\omega < \omega_0$

торный режим работы только при сверхсинхронных скоростях ( $\omega > \omega_0$ ), а для АГ с меньшим  $p_n$  возможен режим, когда диапазон частоты вращения расположен симметрично относительно синхронной частоты ( $\omega_0$ ). В последнем случае половина диапазона находится выше  $\omega_0$ , а другая — ниже  $\omega_0$ .

Для АГ с  $p_n = 3$  ( $n_0 = 1000$  об/мин) во всем диапазоне изменения скорости турбины имеет место генераторный режим при  $\omega > \omega_0$ , когда распределение активных мощностей соответствует рис.1. С учетом однозначной зависимости мощности турбины  $P_{тур}$  от частоты вращения ее вала  $n_{тур}$  полагаем при расчетах:

$$P_{тур} = P_n \text{ при } n_{тур} = 200 \text{ об/мин; } n_{АГ} = 2000 \text{ об/мин; } s = -1;$$

$$P_{тур} = 0,8P_n \text{ при } n_{тур} = 100 \text{ об/мин; } n_{АГ} = 1000 \text{ об/мин; } s = 0.$$

Данное соотношение мощности и частоты вращения характерно для турбин пропеллерного типа. Использование турбин такого типа является целесообразным на малых ГЭС с колебаниями расхода от 3 до 10 м³ и номинальным напором до 3–5 м (например, малая ГЭС мощностью 264 кВт на р.Пьяне в Нижегородской обл.).

В соответствии с рис.1  $P_{АГ} = P_n / (1 + |s|)$ . Очевидно, что установленную мощность АГ, определяемую максимальным значением  $P_1$  в заданном диапазоне, следует выбирать для минимального по абсолютному значению скольжения  $s = |s|_{\min}$  согласно выражению

$$P_{АГ} = P_n / (1 + |s|_{\min}). \quad (1)$$

В данном случае  $|s|_{\min} \approx 0$ . При этом скольжении от турбины на вал генератора поступает активная мощность  $P_{тур} = 0,8P_n$ , и установленная мощность генератора (точка 1 на рис.2,а)

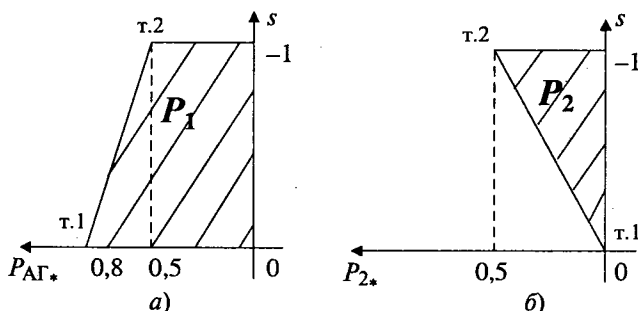


Рис.2. Мощности статора и ротора МДП-генератора при работе в диапазоне  $\omega > \omega_0$

$$P_{АГ} = 0,8P_n / (1 + 0) = 0,8P_n.$$

При увеличении активной мощности нагрузки необходимо за счет снижения электромагнитного момента МДП-генератора увеличить частоту вращения турбины и, следовательно, значение мощности, поступающей на его вал. Однако в этом случае активная мощность, передаваемая в нагрузку через статор, ниже  $0,8P_n$ , так как увеличивается доля мощности, поступающая в нагрузку через ротор и ПЧ. При  $|s|_{\max} = 1$ , когда ЭК работает в режиме наибольшей (номинальной) нагрузки, только половина активной мощности ( $0,5P_n$ ) поступает в нагрузку через статор АГ, а вторая ( $P_2$ ) — через ротор и ПЧ (точка 2 на рис.2,б). Отметим, что работа только при  $\omega > \omega_0$  позволяет в общем случае выбирать установленную мощность АГ в составе МДП-генератора меньшей, чем номинальная мощность нагрузки (точка 1 на рис.2,а).

При использовании АГ с  $p_n = 2$  ( $n_0 = 1500$  об/мин) в диапазоне частоты вращения вала 1500–2000 об/мин., т.е. при  $\omega > \omega_0$ , выражение для  $P_{АГ}$  аналогично (1). Для генераторного режима работы при  $\omega < \omega_0$  (1000–1500 об/мин) распределение активных мощностей будет другим и соответствует схеме на рис.3, когда  $P_{АГ} = P_n / (1 - |s|)$ .

Очевидно, в этом случае установленная мощность АГ определяется не минимальным значением скольжения  $|s|_{\min}$ , как при  $\omega > \omega_0$ , а максимальным  $|s|_{\max}$ . С учетом того, что при данной частоте вращения вала от турбины на вал генератора поступает мощность  $P_{тур} = 0,8P_n$ , получим:

$$P_{АГ} = 0,8P_n / (1 - |s|_{\max}). \quad (2)$$

В данном случае  $|s|_{\max} = 1/3$  и мощность генератора при заданной нагрузке согласно (2) равна (точка 1 на рис.4,а)

$$P_{АГ} = 0,8P_n / (1 - 1/3) = 1,2P_n,$$

т.е. на 50% больше, чем в первом варианте. Таким образом, при заданном диапазоне частоты вращения вала двигателя для снижения установленной мощности АГ целесообразно использовать однозонный режим, т.е. работать только при  $\omega > \omega_0$ .

Другим фактором, влияющим на установленную мощность АГ (для машин с самовентиляцией), является зависимость степени использования АГ по мощности от рабочей скорости, что связано с изменением условий охлаждения. Это общая зависимость для различных способов управления АГ (резисторный, частотно-регулируемый, введение в цепь ротора добавочной ЭДС и др.).

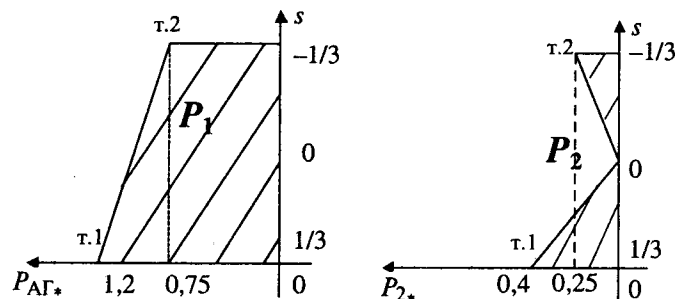


Рис.4. Распределение мощностей в МДП-генераторе при работе в диапазоне  $\omega < \omega_0$

Для защищенных АГ с фазным ротором коэффициент использования АГ по мощности с изменением скорости равен [5]

$$K_n \approx \sqrt{\omega_*}, \quad (3)$$

где  $\omega/\omega_0 = \omega_*$ .

Установленную мощность АГ необходимо определять по выражению  $P_{AG,уст} = P_{AG}/K_n$ , где  $P_{AG} = 0,8P_n$ ;  $1,2P_n$  соответственно для одно- и двухзонной работы МДП-генератора. Отметим, что для рассматриваемого варианта двухзонной работы МДП в

соответствии с (3)  $K_n = \sqrt{1000/1500} = 0,8$ , что требует

завышения момента, а следовательно, и рассчитанной ранее мощности АГ  $P_{AG} = 1,2P_n$  еще на 25% по сравнению с работой при  $\omega > \omega_0$ , когда  $K_n = 1$ .

На использование АГ по мощности в схеме МДП также влияет тип ПЧ. Выражения (1) и (2) справедливы при синусоидальной форме токов в обмотках АГ, когда используется ПЧ с ШИМ.

Применение токового НПЧ на тиристорах с неполной управляемостью приводит к искажению формы токов в АГ и дополнительному недоиспользованию его по моменту, а следовательно, и по мощности. Это недоиспользование АГ обусловлено следующими причинами:

— одновременное протекание тока лишь по двум фазам ротора;

— пульсации в токе ротора, вызванные работой роторного и сетевого коммутаторов НПЧ, зависящие от значения индуктивного сопротивления сглаживающего дросселя.

Известно [2–4], что нагрев ротора определяется действующим значением полного тока ротора  $i_2$ , а электромагнитный момент, а следовательно, и мощность — действующим значением его первой гармоники. Таким образом, при номинальном действующем значении несинусоидального тока  $i_2$  электромагнитный момент на валу МДП-генератора не достигает номинального значения, что приводит к недоиспользованию АГ по моменту и мощности.

Введем понятие коэффициента использования МДП-генератора по мощности  $K_p$  из-за искажения

формы тока как отношение мощности АГ в схеме МДП к мощности АГ при синусоидальных токах в его обмотках при равенстве потерь активной мощности в АГ

$$K_p = P_{AG} / P_{AG,p}. \quad (4)$$

Отметим, что коэффициент  $K_p$  в этом случае характеризует лишь относительную степень использования АГ по сравнению с резисторным вариантом, когда  $K_p = 1,0$ . В целом использование АГ по мощности в схеме МДП с учетом искажения формы тока и значения частоты вращения определяется как

$$K_{факт} = K_p K_n \approx K_p \sqrt{\omega_*}. \quad (5)$$

В выражении (5)  $K_n = \sqrt{\omega_*}$  в равной степени справедливо для различных способов управления АГ, поэтому далее основное внимание уделяется исследованию коэффициента  $K_p$ , отражающего специфику работы АГ в схеме МДП.

При однозонном режиме МДП-генератора, когда  $\omega > \omega_0$ , а роторный коммутатор ПЧ работает в выпрямительном режиме, выражение относительного значения момента при допущении трапецеидальной формы тока ротора имеет вид [4]

$$M_* = M/M_{рез\max} = 2,7I_{дср} \sin[(\alpha + \gamma_p) - \sin\alpha]/\gamma_p, \quad (6)$$

где  $M_{рез\max}$  — критический момент АГ при резисторном управлении в цепи ротора, рассчитанный при условии  $r_1 = 0$ ,

$$M_{рез\max} = E_{2к}^2 / (2\omega_0 X_p),$$

$I_{дср} = I_d X_p / E_{2к}$  — относительное среднее значение выпрямленного тока ротора;  $\gamma_p$  — угол коммутации тока роторного коммутатора ПЧ;  $X_p$  — индуктивное сопротивление фазы АГ, приведенное к ротору.

Действующее значение тока ротора АГ в относительных единицах можно выразить через эффективное значение выпрямленного тока  $I_d$

$$I_{2*} = \frac{I_2 X_p}{E_{2к}} = I_d \sqrt{2/3 - \frac{\gamma_p}{3\pi}}. \quad (7)$$

Электромагнитный момент АГ при синусоидальной форме токов в его обмотках

$$M = \frac{\sqrt{3} I_2 E_{2к} \cos \varphi_2}{\omega_0} \quad (8)$$

или в относительных единицах

$$M_* = 2\sqrt{3} I_{2*} \cos \varphi_2. \quad (9)$$

Подставив (6), (7) и (9) в (4), получим:

$$K_p = 0,78 \frac{\sin(\alpha + \gamma_p) - \sin \alpha}{\gamma_p \sqrt{2/3 - \frac{\gamma_p}{3}}} \frac{I_{дср}}{\cos \varphi_2 I_d}. \quad (10)$$

С учетом равенства  $\cos \varphi_2 = 1$ , вполне допустимого для варианта синусоидальных токов в обмотках АГ, (10) преобразуется к виду

$$K_p = K_\gamma K_{сх}, \quad (11)$$

где  $K_\gamma$  — коэффициент, учитывающий снижение мощности АГ в схеме МДП за счет протекания тока во внекоммутационный период по двум фазам ротора, а также угла коммутации тока ротора  $\gamma_p$ ,

$$K_\gamma = 0,78 \frac{\sin(\alpha + \gamma_p) - \sin \alpha}{\gamma_p \sqrt{2/3 - \frac{\gamma_p}{3}}}; \quad (12)$$

$K_{cx}$  — коэффициент, учитывающий недоиспользование АГ по мощности вследствие дополнительно-го нагрева пульсациями тока ротора, обусловленными негладкой формой ЭДС роторного и сетевого коммутаторов ПЧ,

$$K_{cx} = I_{dcp} / I_d. \quad (13)$$

Универсальные зависимости коэффициентов  $K_\gamma$ , рассчитанные в соответствии с (12), представлены на рис.5. Заметим, что при  $\alpha = 0$  коэффициент  $K_\gamma$  имеет наибольшее значение. С увеличением  $\alpha$  использование АГ по мощности уменьшается из-за возрастания реактивной составляющей тока ротора. На рис.6 представлены расчетные зависимости  $K_{cx} = f(j_{dcp})$  при различных значениях параметра контура протекания тока ротора  $\varphi = \arctg X_3/R_3$ . Здесь  $j_{dcp} = K_* I_{dcp}$ ;  $K_* = R_3 E_{2k} / E_{mc}$ , где  $R_3$ ,  $X_3$  — эквивалентные активное и индуктивное сопротивления контура протекания тока ротора;  $E_{mc}$  — амплитудное значение линейного напряжения сети [2]. Номинальной нагрузке АГ в диапазоне мощностей десятки-сотни киловатт соответствует значение  $j_{dcp} = 0,02 \div 0,08$ . Анализ показывает, что  $K_{cx}$  возрастает с увеличением значений  $j_{dcp}$  и  $\varphi$ . При бесконечном значении  $X_d$ , что соответствует  $\varphi = 90^\circ$ ,  $K_{cx} = 1$ , а  $K_p = K_\gamma$ . С уменьшением  $X_d$ , а следовательно, и  $\varphi$  происходит ухудшение формы тока ротора и, соответственно, снижение  $K_{cx}$ .

При двухзонном режиме МДП-генератора и диапазоне частоты вращения  $\omega < \omega_0$  ТНПЧ работает

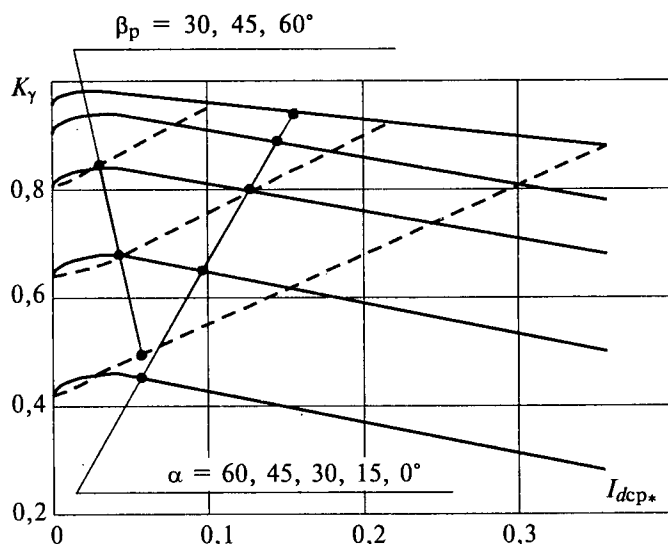


Рис.5. Зависимости  $K_\gamma = f(I_{dcp})$

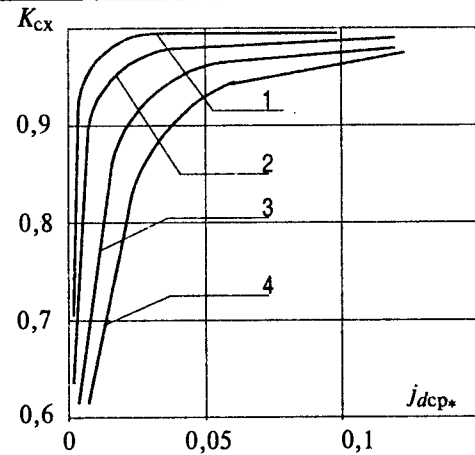


Рис.6. Зависимости  $K_{cx} = f(j_{dcp})$ :  
1; 2; 3; 4 —  $\varphi = 89^\circ; 80^\circ; 70^\circ; 60^\circ$

по отношению к ротору АГ в инверторном режиме и к названным причинам недоиспользования АГ по мощности добавляется еще одна — для исключения "опрокидывания" инвертора необходимость работы с углами управления роторным коммутатором  $\beta_p \geq \gamma_p$ . Расчеты показывают, что для АГ с фазным ротором в диапазоне мощностей десятки — сотни киловатт при номинальной нагрузке  $\gamma_p \approx 30 \div 40^\circ$ . Поэтому МДП-генератор при  $\omega < \omega_0$  должен работать с  $\beta_p \geq 40^\circ$ . В данном режиме ( $\omega < \omega_0$ )  $K_p$  определяется по (11), как и для  $\omega > \omega_0$ . Однако  $K_\gamma$  необходимо рассчитывать в соответствии с выражением

$$K_\gamma = 0,78 \frac{\sin \beta_p - \sin(\beta_p - \gamma_p)}{\gamma_p \sqrt{2/3 - \frac{\gamma_p}{3}}}. \quad (14)$$

Анализ зависимости (14) показывает, что при номинальной нагрузке для диапазона мощностей МДП-генератора десятки-сотни киловатт ( $I_{dcp} = 0,15 \div 0,18$ ) использование АГ по мощности при работе роторного коммутатора с  $\beta_p = 45^\circ$  по сравнению с работой при  $\alpha = 0$  ( $\omega > \omega_0$ ), даже без учета  $K_{cx}$ , снижается на 10–15%, а при  $\beta_p = 60^\circ$  — на 30–35%, что приводит к завышению его габаритов и стоимости.

Снижение значения  $K_p$  как при  $\omega > \omega_0$ , так и при  $\omega < \omega_0$ , при любой нагрузке АГ соответствует увеличению потерь активной мощности и, следовательно, уменьшению КПД ЭК. Заметим, что наибольший интерес представляет значение  $K_p$  для тех режимов работы, которые определяют установленную мощность АГ. Для  $\omega > \omega_0$  это зона минимальных по абсолютному значению скольжений  $|s|_{\min}$ , а для работы при  $\omega < \omega_0$  — область максимальных скольжений  $s_{\max}$ .

Таким образом, установленная активная мощность АГ  $P_{АГ.уст}$  в составе МДП-генератора с ТНПЧ определяется с учетом (5) и зависимостей рис.5, 6 по формуле

$$P_{АГ.уст} = P_{АГ} / K_{p \min \text{ факт}} \quad (15)$$

Проведенный анализ коэффициента  $K_p$  показал,

что для снижения установленной мощности АГ для обоих типов ПЧ целесообразно работать в однозонном режиме при  $\omega > \omega_0$ . При двухзонном режиме в диапазоне  $\omega < \omega_0$  значение  $P_{\text{АГ.уст}}$  возрастает с учетом вышеназванных факторов, причем при ТНПЧ эта разница больше, чем для ПЧ с ШИМ.

#### Список литературы

1. Титов В.Г., Хватов О.С. Автономный генератор по схеме машины двойного питания // Электротехника. 1998. № 8.
2. Хватов О.С. Управляемые генераторные комплексы на основе машины двойного питания. Н.Новгород: НГТУ, 2000.
3. Шакарян Ю.Г. Асинхронизированные синхронные машины. М.: Энергоатомиздат, 1984.
4. Онищенко Г.Б., Локтева И.Л. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания. М.: Энергия, 1979.

5. Кравчик А.Е., Шлаф М.М., Афонин В.И., Соболенская Е.А. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник. М.: Энергоиздат, 1982.

Титов Владимир Георгиевич — заведующий кафедрой "Электрооборудование судов" Нижегородского ГТУ, профессор. В 1965 г. закончил электротехнический факультет Горьковского политехнического института. В 1991 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Асинхронно-вентильные нагружающие устройства для испытания двигателей внутреннего сгорания".

Хватов Олег Станиславович — доцент кафедры "Электротехника и электрооборудование" Волжской государственной академии водного транспорта. В 1985 г. закончил электротехнический факультет ГПИ. В 1990 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Электрические нагружающие устройства на основе машины двойного питания".

## Адаптивная система прямого управления моментом асинхронного двигателя

БРАСЛАВСКИЙ И.Я., ИШМАТОВ З.Ш., БАРАЦ Е.И.

*Приведены результаты разработки и исследования бездатчиковой системы прямого управления моментом асинхронного двигателя, включающей в себя оригинальный адаптивный наблюдатель потока, момента и скорости, обеспечивающий качественную оценку необходимых параметров.*

Современный уровень развития силовой электроники и микропроцессорных средств управления обеспечивает широкое распространение частотно-регулируемого асинхронного электропривода. Системы векторного управления позволяют создавать электроприводы переменного тока, не уступающие по своим характеристикам приводам постоянного тока. В подавляющем большинстве случаев такие системы используют принцип ориентации поля, т.е. обеспечивают разделение каналов управления магнитным потоком и скоростью путем регулирования во вращающейся системе координат, связанной, как правило, с вектором потокосцепления ротора. Исследования, начатые еще в 80-х годах в [1,2], показали, что можно повысить быстродействие асинхронного электропривода, используя другой принцип управления, получивший название Direct Self-Control. На базе этого метода в середине 90-х фирмой ABB были созданы первые промышленные преобразователи частоты, использующие новый подход к управлению асинхронным двигателем, получивший название Direct Torque Control или прямое управление моментом (ПУМ). Системы ПУМ основаны на использовании гистерезисных регуляторов момента и модуля потока статора, которые на каждом шаге расчета сравнивают заданные значения с вычисленными и выдают логические сигналы на блок выбора оптимального вектора напряжения. Разделение ка-

налов регулирования скоростью и потоком достигается за счет того, что всегда можно выбрать такое состояние инвертора, которое вызовет изменение как момента, так и потока в необходимом направлении. Промежуточные контуры регулирования проециций тока статора и широтно-импульсный модулятор в данной системе отсутствуют. Некоторые характеристики системы, позволяющие судить о ее высоком быстродействии, и общие принципы ее построения приведены в [3]. Наиболее сложной задачей, затрудняющей разработку системы ПУМ, является получение текущих значений потока, момента и скорости при отсутствии датчиков на валу двигателя. В силу специфики данной системы традиционные методы оценивания параметров двигателя применить не удастся, а информация о принципах адаптивной оценки регулируемых координат в системе ПУМ в литературе не публикуется. В связи с этим возникает задача разработки адаптивного наблюдателя потока, момента и скорости для системы ПУМ. В данной статье приводятся результаты разработки такого наблюдателя и исследования системы в целом.

Основную идею ПУМ иллюстрирует рис.1, на котором в неподвижной системе координат показаны векторы потокосцеплений статора  $\Psi_s$  и ротора  $\Psi_r$ , а также восемь возможных векторов напряжения  $U_0 - U_7$ , обеспечиваемых инвертором. Известно,

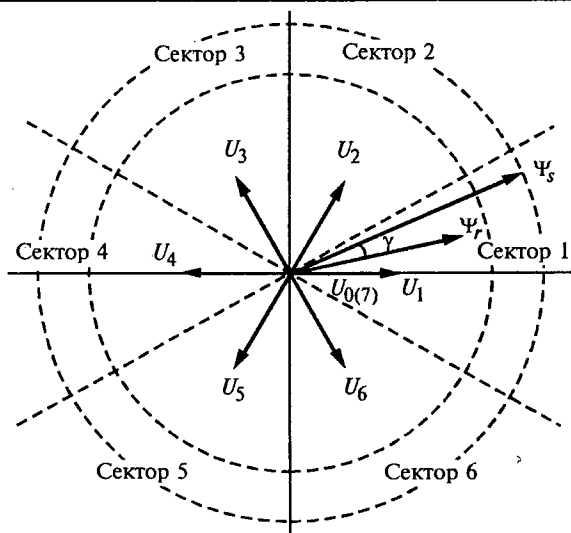


Рис.1. Векторы потокоцеплений и напряжений в неподвижной системе координат

что электромагнитный момент двигателя  $M$  пропорционален произведению модулей потокоцеплений и синуса угла  $\gamma$  между ними. Модуль потока ротора изменяется медленно, так как постоянная времени ротора достаточно велика. Модуль потока статора, как правило, выбирается постоянным, если рассматривать небольшой отрезок времени. Поэтому управление моментом осуществляется в основном за счет изменения угла  $\gamma$ . Это достигается путем выбора одного из векторов напряжений, вызывающего такое изменение положения  $\Psi_s$  относительно  $\Psi_r$ , которое обеспечит необходимый знак приращения момента одновременно с необходимым знаком приращения модуля потока статора. В каждом из шести секторов неподвижной системы координат (рис.1) существует определенный набор векторов напряжения для всех возможных комбинаций требуемых знаков изменения модуля потока и момента. В результате, несмотря на то, что использованы исключительно скалярные регуляторы, обеспечивается вращение вектора потока статора с требуемой скоростью. При этом также поддерживается требуемое значение модуля вектора.

Функциональная схема системы ПУМ показана на рис.2. Задание частоты вращения ротора подается на вход задатчика интенсивности (ЗИ), который обеспечивает разгон с постоянным ускорением. Далее сигнал фильтруется с помощью низко-

частотного фильтра первого порядка ( $\Phi$ ), введенного при синтезе контура скорости. ПИ-регулятор скорости (РС) сравнивает заданное значение с оценкой частоты вращения ротора и формирует задание на момент. Звено ограничения (ЗО) введено для того, чтобы ограничить значения момента.

Релейные регуляторы момента и потока статора сравнивают заданные значения регулируемых величин с их оценками и формируют логические сигналы для блока выбора вектора напряжения (БВВН), который управляет ключами инвертора с учетом текущего угла потока статора  $\hat{\phi}_{\Psi_s}$ . Для поддержания желаемого значения частоты коммутации вентилей характеристики регуляторов потока и момента должны содержать гистерезисный допуск, регулируемый в зависимости от текущей частоты вращения магнитного поля.

Наиболее важной частью системы ПУМ является адаптивный наблюдатель регулируемых координат: момента, потока статора и скорости. Все эти координаты получены через токи и напряжения статора, причем последние определяются блоком вычисления напряжения (БВН) через напряжение звена постоянного тока  $U_d$  и текущий номер вектора напряжения  $N_v$ . Базовые уравнения для оценки указанных величин выглядят следующим образом:

$$\hat{\Psi}_s = \int (U_s - I_s \hat{R}_s) dt; \quad \hat{M} = 1,5 p_n (\hat{\Psi}_{sx} i_{sy} - \hat{\Psi}_{sy} i_{sx}); \quad (1)$$

$$\hat{\Psi}_r = \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} (\hat{\Psi}_s - \hat{\sigma} \hat{L}_s I_s); \quad \hat{\omega}_r = \hat{\omega}_0 - \frac{2}{3 p_n} \hat{R}_r \frac{\hat{M}}{\hat{\Psi}_r^2}, \quad (2)$$

где  $\hat{L}_s$ ,  $\hat{L}_r$ ,  $\hat{L}_m$  — соответственно оценки индуктивности статора, ротора и взаимной индуктивности;  $\hat{\sigma}$  — оценка коэффициента рассеивания;  $p_n$  — число пар полюсов двигателя;  $\hat{R}_s$  и  $\hat{R}_r$  — оценки активных сопротивлений статора и ротора соответственно.

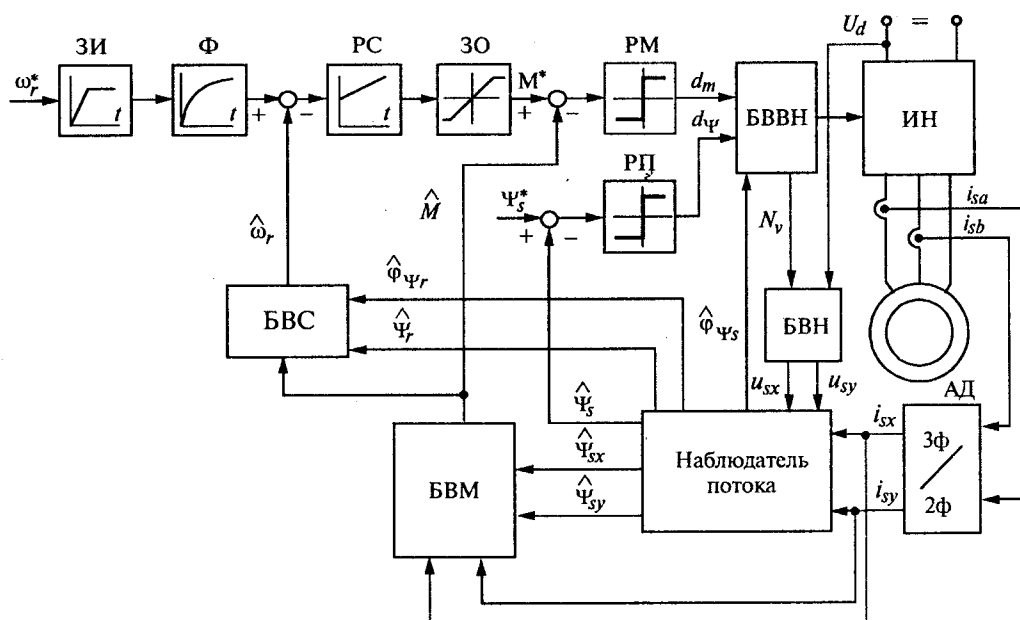


Рис.2. Функциональная схема системы ПУМ

Частота вращения ротора вычисляется с использованием оценки частоты вращения магнитного поля, которая принимается равной угловой частоте вращения вектора потока ротора. Отсюда возникает необходимость дифференцирования угла вектора потока ротора. При этом контур скорости работает с периодом дискретности, в десятки раз превышающим период дискретности контуров потока и момента. Для повышения точности оценки  $\omega_0$  разработан алгоритм линейной аппроксимации значений угла потока ротора, накопленных за шаг расчета контура скорости. Этот алгоритм основан на выделении линейной составляющей из полученных данных путем минимизации среднеквадратичной ошибки. Предложенный метод снижает требования к последующей фильтрации скорости без внесения какого-либо дополнительного запаздывания, а следовательно, повышает быстродействие системы в целом.

Анализ выражений (1) и (2) показывает, что из-за использования операции интегрирования система имеет высокую чувствительность к  $R_s$ , так как интегрирование связано с накоплением ошибок. Неточность оценки  $R_r$  не влияет на работу контуров потока и момента, но влияет на точность оценки скорости. Чувствительность к индуктивностям двигателя невелика.

Оценка потока статора является наиболее важной задачей. От ее точности зависит работоспособность системы и качество регулирования. Наблюдатель, построенный по (1) и (2), неработоспособен без использования алгоритмов адаптации, так как при рассогласовании оценки  $R_s$  и его действительного значения система неустойчива из-за эффекта накопления ошибок.

Для получения исходных оценок параметров двигателя разработан режим предварительной идентификации, в ходе которого определяются активные сопротивления и индуктивности. Предложенный метод основан на использовании питания обмоток постоянным током и не требует отсоединения механизма от двигателя.

Наиболее просто реализуется режим определения  $R_s$ . При этом в течение нескольких секунд происходит переключение между векторами  $U_0$  и  $U_1$  инвертора таким образом, чтобы поддерживать ток в заданном диапазоне  $[I_{\min}, I_{\max}]$ . Активное сопротивление статора определяется путем деления среднего значения фазного напряжения на среднее значение фазного тока. Погрешность оценки во всех случаях не превышает 1%.

Определение индуктивностей также проводится в режиме постоянного тока. Процесс идентификации показан на рис.3. Сначала производится намагничивание двигателя путем поддержания тока, близкого к номинальному. Затем система переходит в режим поддержания заданного потока. Благодаря высокой точности оценки  $R_s$  ошибка определения потока не успевает накопиться за время идентификационного теста. При этом  $L_s = \Psi_{s*} / I_{s\text{ср}}$ , где  $I_{s\text{ср}}$  — среднее значение тока статора после его снижения до значения тока намагничивания.  $\hat{L}_r$  принимается

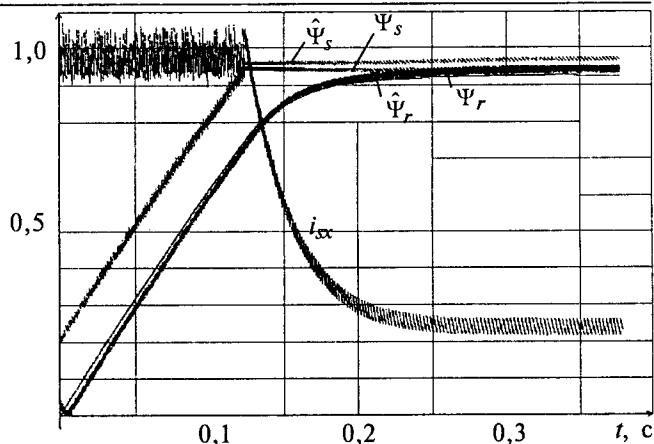


Рис.3. Режим идентификации активного сопротивления ротора и индуктивностей

равной  $\hat{L}_s$ , а  $\hat{L}_m$  определяется с использованием типового отношения  $L_s / L_m$ . Проведение данного теста при различных заданных уровнях потока статора позволяет снять характеристику намагничивания и учесть тем самым нелинейные свойства магнитной цепи при построении наблюдателя.

Идентификация  $R_r$  проводится после определения индуктивностей. При этом используется тот же режим намагничивания (рис.3). Метод основан на линейной аппроксимации кривой потока ротора в процессе намагничивания. В этом случае оценка активного сопротивления ротора будет определяться как  $\hat{R}_{r0} = -\Psi'_r / (t_f I_{rx\text{ср}})$ , где  $\Psi'_r$  — значение оценки потока ротора в момент перехода в режим поддержания потока;  $t_f$  — время намагничивания с ограничением тока;  $I_{rx\text{ср}}$  — среднее значение оценки проекции тока ротора за время  $t_f$ . Погрешность оценки индуктивностей и активного сопротивления ротора не превышает 5%.

Перед пуском двигателя необходимо установить заданный уровень потока. Для этого вводится режим предварительного намагничивания (РПН), который реализуется тем же способом, что и на рис.3. Для того, чтобы установленный уровень потока не зависел от текущего значения  $R_s$ , применяется не стабилизация заданного потока, а стабилизация тока на уровне  $I_{s\text{ср}}$ , который определен в ходе предварительной идентификации. В ходе РПН производится коррекция текущих значений оценок активных сопротивлений. Считается, что индуктивности не зависят от степени нагрева двигателя и соответствуют исходным оценкам. Оценка  $R_s$  вычисляется путем деления постоянной составляющей напряжения на  $I_{s\text{ср}}$ . По мере уточнения значения  $R_s$  корректируются данные, необходимые для расчета  $R_r$ . Время РПН зависит от степени нагрева двигателя. При номинальной мощности 15 кВт это время составляет от 350 мс до 2 с. Наибольшая длительность РПН соответствует максимальному нагреву двигателя. Погрешность установленного потока во всех случаях не превышает 3%, погрешность оценки  $R_s$  — не более 1%, погрешность оценки  $R_r$  — не более 7% для боль-

шинства двигателей. Исключение составляют двигатели малой мощности (1–2 кВт), для которых погрешность идентификации  $R_r$  в РПН может достигать 25%. Точность оценки  $R_r$  можно повысить путем введения тепловой модели электрической машины.

Получение оценки потока является наиболее важной и в то же время наиболее сложной задачей при построении систем векторного управления. Отсутствие универсального решения данной задачи приводит к необходимости разработки адаптивного регулирования потока, учитывающего специфику системы ПУМ. В данной системе оценка потока статора всегда соответствует заданному значению, поэтому в качестве критерия отклонения от заданного режима используются колебания модуля оценки потока ротора. При этом вводится понятие "желаемого" уровня потока ротора

$$\Psi_{r0} = \frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_s} \hat{\Psi}_{sd} \frac{1}{\hat{\sigma} \hat{T}_r p + 1}, \quad (3)$$

где  $\hat{\Psi}_{sd}$  — проекция вектора  $\hat{\Psi}_s$  на ось, совмещенную с вектором  $\hat{\Psi}_r$ ;  $\hat{T}_r$  — оценка постоянной времени ротора.

Выражение (3) получено из уравнения роторной цепи модели двигателя, которое не было использовано в (1) и (2). Поэтому в общем случае при неточной оценке потока статора  $\hat{\Psi}_r \neq \Psi_{r0}$ . Стабилизация осуществляется путем введения обратной связи, пропорциональной разности  $(\hat{\Psi}_r - \Psi_{r0})$ , в подынтегральное выражение (1). Так как значение  $\Psi_{r0}$  получено не через реальные значения потока статора и ротора, то данный метод не гарантирует получение адекватных оценок потокосцеплений, но обеспечивает подавление колебательных процессов, что иллюстрирует рис.4, на котором показан пуск двигателя до номинальной скорости.

Предложенный метод обеспечивает удовлетворительное качество переходных процессов только в том

случае, если погрешность оценки  $R_r$  не превышает 5%. При погрешности 10% и более система становится неработоспособной. Поэтому возникает задача корректировки оценки  $R_r$  при нагреве двигателя. Для этого вводится еще одна оценка модуля потока ротора

$$\hat{\Psi}_{r2} = \hat{L}_m i_{sd} \frac{1}{\hat{T}_r p + 1}, \quad (4)$$

где  $i_{sd}$  — проекция вектора  $I_s$  на ось, совмещенную с вектором  $\hat{\Psi}_r$ .

Моделирование показывает, что даже при стабилизации потока ротора на уровне  $\Psi_{r0}$  при ошибке оценки активного сопротивления статора  $\hat{\Psi}_r \neq \hat{\Psi}_{r2}$ , так как в (4) не используется значение оценки потока статора в отличие от (3). Для корректировки вводится интегральный регулятор, алгоритм которого записывается следующим образом:

$$p \hat{R}_s = k_R (\hat{\Psi}_r - \hat{\Psi}_{r2}), \quad (5)$$

где  $k_R$  — коэффициент регулятора, который должен быть как можно меньше, но таким, чтобы успевать корректировать оценку сопротивления по мере нагрева двигателя; только в этом случае можно обеспечить независимую работу двух описанных алгоритмов адаптации.

Для определения коэффициентов ПИ-регулятора скорости используется настройка на скорейшее затухание переходных процессов. Желаемое быстродействие системы задается постоянной времени фильтра оценки скорости. Таким образом, быстродействие ограничивается уровнем помех измерения тока. Ступенчатое задание на скорость отрабатывается за время 0,05–0,1 с.

Моделирование подтверждает высокую эффективность предложенного метода во всем диапазоне частот вращения магнитного поля, включая нулевую. При моделировании в систему искусственно введена случайная ошибка измерения токов, достигающая 5% номинального значения, что несколько при-

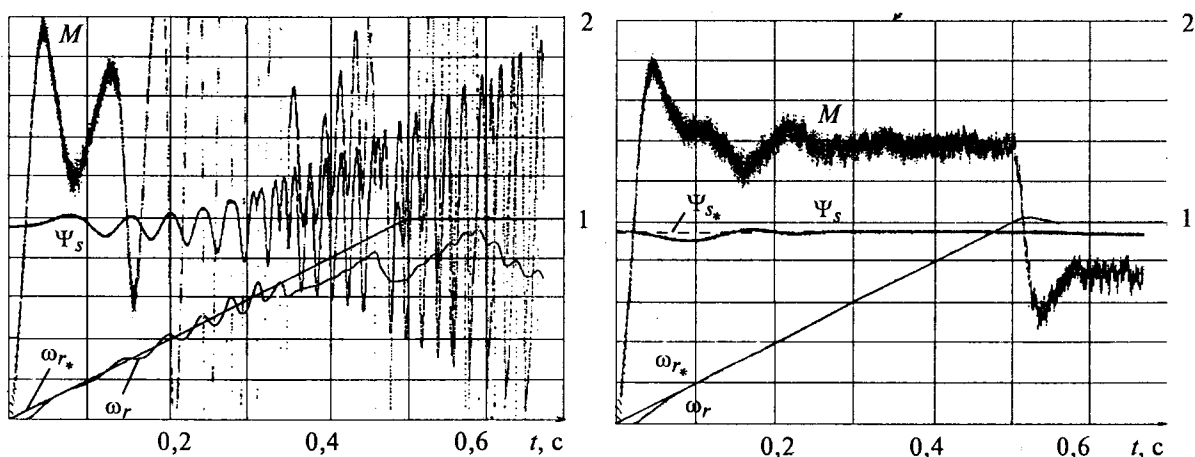


Рис.4. Пуск до номинальной скорости при погрешности оценки 5%:

а — без стабилизации потока ротора; б — со стабилизацией потока ротора



близило моделирование к реальным условиям работы. Период дискретности контуров потока и момента выбран равным 25 мкс, а контура скорости — 1 мс. Работоспособность и высокое качество разработанной системы подтверждены во всех возможных режимах работы электропривода. Полученные осциллограммы близки к экспериментальным данным, приведенным в [3].

Проведенные исследования позволили сделать следующие выводы:

1. Время отработки ступенчатого задания на номинальный момент составляет от 0,6 на нулевой скорости до 7 мс на номинальной скорости.

2. Разработан метод предварительной идентификации параметров двигателя, не требующий отсоединения механизма. Погрешность оценки не превышает 5%, а для активного сопротивления статора — 1%.

3. Разработан алгоритм предварительного намагничивания двигателя с одновременной оценкой активных сопротивлений статора и ротора. Погрешность уровня установленного потока статора не превышает 3% относительно заданного значения. Погрешность оценки сопротивления статора — не более 1%, сопротивления ротора — не более 7%. Для двигателей малой мощности (1–2 кВт) точность оценки активного сопротивления ротора снижается (погрешность — до 25%), что обуславливает необходимость введения тепловой модели.

4. Разработан оригинальный, не имеющий аналогов адаптивный наблюдатель регулируемых координат, обеспечивающий качественные переходные процессы во всем диапазоне частот вращения при тепловом изменении активных сопротивлений и отсутствии датчика скорости. В наиболее тяжелых режимах (при работе на нулевой скорости) отклонение потока статора от заданного значения составляет не более 8–9%. Погрешность оценки скорости не превышает 1%, так как изменение активного сопротивления ротора при нагреве можно учесть, зная

степень изменения активного сопротивления статора.

5. Разработана методика синтеза ПИ-регулятора скорости для системы прямого управления моментом. Минимальное время отработки ступенчатого задания на скорость составляет 0,05 с.

#### Список литературы

1. Depenbrock M. Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine // IEEE Transaction On Power Electronics. 1988. Vol. 3, No. 4.

2. Takahashi I., Noguchi T. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor // IEEE Transaction On Industry Application. 1986. Vol. 22, No 5.

3. Nash J.N. Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder // IEEE Transaction On Industry Application. 1997. Vol. 33, No.2.

**Браславский Исаак Яковлевич** — профессор, доктор технических наук, заведующий кафедрой "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Уральского государственного технического университета (УГТУ). Закончил энергетический факультет Уральского политехнического института (ныне УГТУ) в 1958 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1964 г., докторскую диссертацию — в 1986 г. Тема докторской диссертации: "Обобщение теории, разработка и внедрение полупроводниковых асинхронных электроприводов с параметрическим управлением".

**Ишматов Закир Шарифович** — кандидат технических наук, доцент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок". Закончил энергетический факультет Магнитогорского горно-металлургического института. Защитил кандидатскую диссертацию в 1979 г.

**Барац Евгений Ильич** — кандидат технических наук. Закончил электротехнический факультет УГТУ в 1997 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 2000 г.

## Асинхронный энергосберегающий двигатель<sup>1</sup>

АЛИЕВ И.И., проф.

*Представлены результаты расчета распределения стационарного магнитного поля асинхронного энергосберегающего электродвигателя (АЭД), а также сравнительного экспериментального исследования серийного асинхронного двигателя и опытного образца АЭД. Показано, что потребление реактивной мощности при номинальной нагрузке на валу уменьшается у АЭД в среднем на одну треть, в режиме ХХ — до 60% в сравнении с серийным двигателем.*

Возможность улучшения энергетических характеристик асинхронных машин при использовании в их конструкции небольших постоянных магнитов (ПМ) была показана автором ещё в 1991 г. [1].

Как известно, электрические машины обратимы. Автором были выполнены теоретические и экспериментальные исследования асинхронной машины с ПМ в двигательном режиме. Результаты предварительных исследований такого двигателя представляются весьма значимыми и приводятся ниже.

Общеизвестными достоинствами асинхронных

<sup>1</sup> Печатается в порядке обсуждения.

двигателей (АД) являются их простота, надежность, невысокая стоимость. Одним из существенных недостатков АД является относительно невысокий коэффициент мощности, в особенности при нагрузках на валу, меньших номинального значения. Это связано с потреблением двигателем из сети реактивной мощности, доля которой в балансе полной мощности особенно возрастает в указанных режимах нагрузки.

Реактивные токи нагружают электрические сети, приводят к появлению в них дополнительных потерь электрической энергии, которые зависят от квадрата тока, обуславливают необходимость выбора проводов и кабелей большего сечения.

Проблема улучшения коэффициента мощности АД возникла еще в начале прошлого века. Были, например, предложены компенсированные асинхронные двигатели Гейланда, Осноса и др., разработанные в начале XX века. Принцип их действия основан на использовании трехщеточной коллекторной машины, совмещенной с АД или расположенной на одном валу [2]. Такие машины имеют коэффициент мощности, близкий к единице или равный ей. Однако они сложны в изготовлении, имеют высокую стоимость и распространения не получили.

Автором предложен АД, который при сохранении основных его достоинств: простоты, надежности и невысокой стоимости, обеспечивает во всем диапазоне нагрузок снижение потребляемой из сети реактивной мощности и улучшение коэффициента мощности, снижение полной мощности, потребляемой из сети, при той же нагрузке на валу, что и у обычной серийной машины. В силу этих особенностей двигатель предлагается называть асинхронным энергосберегающим (АЭД) [3].

АЭД отличается в конструктивном отношении от обычного АД тем, что в зубцах магнитопровода ротора выполнены углубления, в которые вмонтированы ПМ. Число магнитов соответствует числу полюсов двигателя, число магнитов под полюсом может быть равно единице либо числу пазов на полюс и фазу. Полюса пар магнитов, обращенные к воздушному зазору, должны быть разноименными.

Ширина и высота ПМ не должны превышать ширину и высоту зубца магнитопровода ротора. Это условие необходимо по двум причинам: во-первых, чтобы не повредить стержень обмотки ротора, во-вторых, чтобы исключить возможность замыкания магнитных силовых линий магнита по высоте стали зубца. Длина магнита зависит от его удельной магнитной энергии и может изменяться от долей до полной длины зубца.

ПМ могут иметь оболочку из алюминиевой или медной фольги, которая снижает влияние размагничивающего действия рабочего поля двигателя. Однако для магнитов с высокими удельными энергиями необходимости в использовании оболочки нет.

Пуск двигателя и его последующая работа на естественной характеристике происходят в обычном асинхронном режиме. Поле ПМ пересекает обмотку статора и наводит в ней ЭДС, направленную встречно по отношению к напряжению сети и создающую

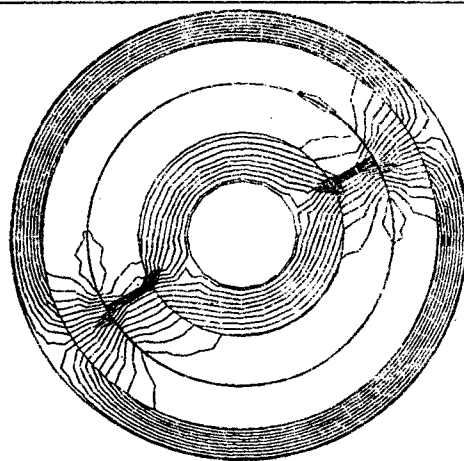


Рис.1. Распределение стационарного магнитного поля АЭД

в обмотке статора реактивную составляющую тока, имеющую опережающий характер. Это приводит к снижению потребляемой двигателем из сети реактивной и, следовательно, полной мощностей при той же полезной мощности на валу, что и у обычного АД.

Характеристики АЭД существенно зависят от энергии постоянных магнитов. Очевидно, что при весьма малых её значениях АЭД превращается в обычный АД, тогда как при другом предельном случае АЭД превращается в обычный синхронный двигатель (СД) с постоянными магнитами. Задача по оптимизации энергии постоянных магнитов АЭД представляет самостоятельный научный интерес и здесь не рассматривается.

Таким образом, АЭД занимает промежуточное положение между обычным АД и СД с постоянными магнитами. АЭД можно представить как совмещенную электрическую машину, состоящую из АД и синхронного генератора, который выполняет функцию внутреннего источника реактивной мощности. При этом статор является общим для асинхронной и синхронной машин.

Постоянные магниты создают в магнитопроводе и воздушном зазоре машины симметричное стационарное магнитное поле, которое вращается при вращении ротора. Распределение магнитного поля, рассчитанное методом конечных элементов для двухполюсного АЭД, представлено на рис.1. Изломы магнитных силовых линий не связаны с физическими процессами, а обусловлены соответствующими шагом и погрешностью расчета. Магниты, расположенные в зубцах, создают магнитное поле, замыкающееся по ядру статора и ядру ротора. В зубцовых зонах статора и ротора в силу их малой тангенциальной магнитной проводимости поля практически нет: оно концентрируется лишь в зубцах, соседних с магнитами.

В целях сравнительного анализа были выполнены экспериментальные исследования образцов серийного АД типа 4АИС56В2 номинальной мощностью 120 Вт и синхронной частотой вращения 3000 об/мин и опытного образца АЭД, выполнен-

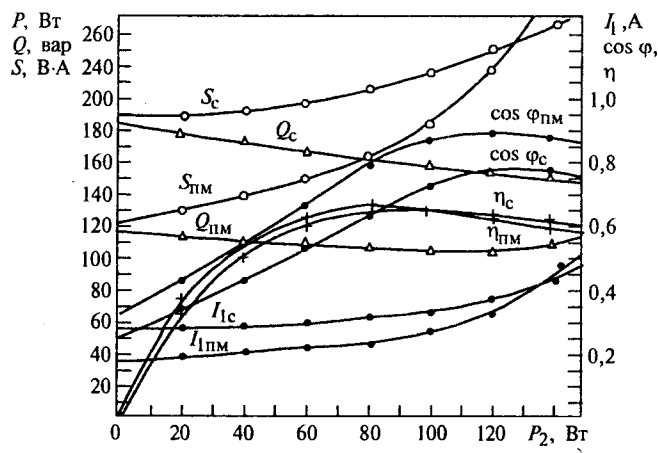


Рис.2. Рабочие характеристики серийного АД (с) и АЭД (пм)

ного на базе такого же двигателя. В зубцах ротора были выполнены пазы, в которые впрессованы ферритовые постоянные магниты с индукцией 0,5 Тл.

На рис.2 представлены рабочие характеристики этих двигателей. Анализ распределения полной  $S$ , активной  $P_1$  и реактивной  $Q$  мощностей серийного асинхронного двигателя и АЭД показывает, что в номинальном режиме потребление реактивной мощности асинхронного двигателя с постоянными магнитами снижается на 30% в сравнении с серийным двигателем, а коэффициент мощности возрастает до 0,87 (у серийного 0,77). При этом заметно снижается и потребляемая двигателем полная мощность, тогда как доля активной мощности несколько возрастает. Об этом свидетельствуют и гистограммы мощностей для номинального режима и режима ХХ (рис.3).

В режиме ХХ АЭД в сравнении с серийным двигателем резко снижает потребляемую полную (66%) и реактивную (65%) мощности.

Как видно из рис.2, практически во всем диапазоне нагрузок двигателей от 0 до  $P_{2н}$  реактивная мощность АЭД в среднем на треть меньше реактивной мощности серийного двигателя.

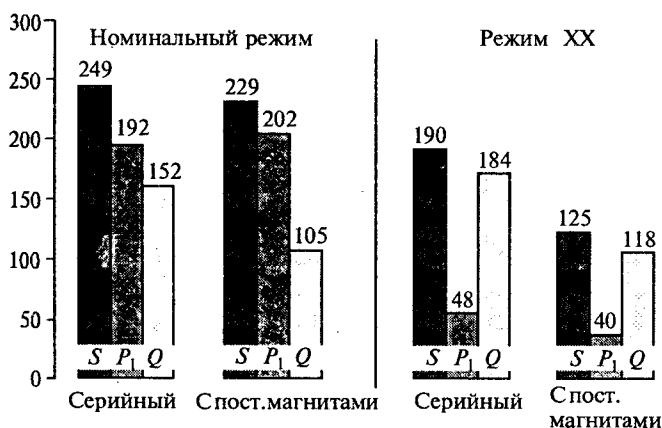


Рис.3. Гистограмма активных, реактивных и полных мощностей АЭД и серийного АД

Во всем диапазоне нагрузок ток статора АЭД меньше тока статора серийного АД в среднем на 24–25%. В режиме ХХ это различие составляет более 30%, что исключительно важно для электроприводов с асинхронными двигателями, в которых режим работы двигателя холостую занимает значительную часть диаграммы нагрузки электропривода.

Изготовление асинхронного двигателя с постоянными магнитами незначительно усложняет технологию и стоимость таких двигателей. Для сравнения можно указать, что стоимость двух магнитов, впрессованных в зубцы опытного образца асинхронного двигателя в 150 раз меньше стоимости самого двигателя.

Недостатком АЭД является некоторое снижение критического момента двигателя. Так, для исследуемых образцов критический момент для АЭД составил 6,9 Н·м по сравнению с 9 Н·м для серийной машины, т.е. около 23%. Кроме того на участке пуска механической характеристики АЭД (не представленном здесь) имеются провалы, характерные для пусковых характеристик синхронных двигателей с постоянными магнитами и беличьей клеткой. Однако глубина провалов существенно меньше, чем у синхронных машин. Эти обстоятельства, возможно, несколько сужают область применения АЭД, которые могут быть особенно успешно использованы для электроприводов механизмов с так называемой вентиляторной характеристикой: вентиляторы, центробежные насосы, компрессоры и т.д.

## Выводы

1. АЭД можно представить как совмещенную электрическую машину, включающую АД с короткозамкнутым ротором и вспомогательный синхронный генератор с постоянными магнитами, занимающую промежуточное положение между двумя этими типами машин.

2. АЭД обеспечивает существенное (до 25–30%) снижение потребляемой из сети реактивной мощности и полного тока статора при нагрузке на валу, одинаковой с серийным АД.

3. Применение АЭД обеспечивает увеличение коэффициента мощности асинхронных электроприводов и значительное снижение потерь электрической энергии как в двигателях, так и в энергосистеме.

Массовое использование АЭД может обеспечить экономию электроэнергии, сопоставимую с количеством электроэнергии, производимой мощными системообразующими станциями.

Работа выполнена по гранту № Т001.5-3150 по фундаментальным исследованиям в области технических наук Министерства образования РФ.

## Список литературы

- Алиев И.И., Беспалов В.Я., Чернов Р.О. Переходные процессы асинхронного генератора с гарантированным самовозбуждением при симметричной нагрузке // Электротехника. 1999. №9. С. 53–55.
- Шенфер К.И. Асинхронные машины. М.-Л.: ГИЗ, 1929. С. 348–357.
- Свидетельство на полезную модель 17751 РФ. Асинхронный двигатель/И.И. Алиев//Открытия. Изобретения. 2001. № 11.

# Электромагнитная постоянная времени высокомоментных вентильных двигателей

МАСЛЕННИКОВ В.С., канд. техн. наук

*Получено выражение электромагнитной постоянной времени высокомоментных вентильных двигателей, содержащее параметры проектирования. Рассмотрена возможность сохранения удовлетворительной коммутации при увеличении частоты вращения двигателя за счет уменьшения постоянной машины. На основе анализа параметров электромагнитной постоянной времени совместно с механической характеристикой определен критерий выбора кратности пускового момента высокомоментного вентильного двигателя.*

Электромагнитная постоянная времени относится к группе динамических характеристик электродвигателей, определяющих реакцию объекта на управляющее или возмущающее воздействие. Для высокомоментных электродвигателей основной динамической характеристикой является предельное угловое ускорение вала, развиваемое при максимальных значениях вращающего момента. От значения электромагнитной постоянной времени зависит временной интервал между моментом подачи управляющего воздействия и моментом достижения максимального вращающего момента.

Главное магнитное поле высокомоментных вентильных двигателей возбуждается постоянными магнитами из закритического магнитного материала, имеющего магнитную проницаемость возврата, близкую к магнитной проницаемости воздуха, поэтому магнитные потоки взаимной индукции фаз и реакции якоря пренебрежимо малы по сравнению с магнитными потоками рассеяния пазов и шлицов статорного магнитопровода. Высокомоментные вентильные двигатели выполняются относительно длинными, что позволяет пренебречь индуктивностями лобовых частей обмотки. В связи с этим электромагнитная постоянная времени высокомоментного вентильного двигателя имеет значение, близкое к электромагнитной постоянной времени фазы, которая определяется соотношением:

$$T_3 = L_\Phi / R_\Phi.$$

Высокомоментные вентильные двигатели имеют сосредоточенные обмотки с диаметральной шагью, поэтому индуктивности рассеяния фаз  $L_\Phi$  с учетом принятых допущений рассчитываются по известной формуле:

$$L_\Phi = 2 \frac{w^2}{p} G_m,$$

где  $w$  — число витков фазы;  $p$  — число пар полюсов;  $G_m$  — суммарная магнитная проводимость пазового и шлицевого рассеяния.

Из [1] в случае пазов с формой, близкой к прямоугольной,

$$G_m = \mu_0 l_\delta \left( \frac{h_1}{3b_n} + \frac{h_2}{3b_2} \right),$$

где  $h_1$  — высота части паза, занятая проводниками обмотки;  $h_2$  — высота части паза, незанятой проводниками;  $b_2$  — среднее значение ширины части паза, незанятой проводниками;  $l_\delta$  — длина магнитопровода статора.

Усредненную ширину паза  $b_n$  выразим через диаметр отверстия статора магнитопровода  $D_\delta$ :

$$b_n = \frac{K_n \pi D_\delta}{2\pi p},$$

где  $K_n$  — коэффициент использования зубцово-пазовой зоны;  $m$  — число фаз.

Введем в формулу магнитной проводимости также коэффициенты

$$K_n = \frac{h_n}{D_\delta}; \quad K_1 = \frac{h_1}{3h_n}; \quad K_2 = \frac{h_2}{b_2},$$

где  $h_n$  — полная высота пазов, и получим выражение для индуктивности рассеяния фазы в следующем виде:

$$L_\Phi = \frac{4}{\pi} w^2 \mu_0 l_\delta \left( \frac{K_n K_1}{K_n} + \frac{\pi K_2}{2\pi p} \right).$$

Электрическое сопротивление фазы определим по формуле:

$$R_\Phi = 2w \frac{\rho_\theta K_n l_\delta}{S_{np}},$$

где  $\rho_\theta$  — удельное сопротивление проводников;  $K_n$  — коэффициент, учитывающий увеличение длины проводников обмотки за счет лобовых частей;

$$S_{np} = \frac{\pi K_3 K_n D_\delta h_n}{2 m w},$$

— площадь поперечного сечения проводника;  $K_3$  — коэффициент заполнения пазов металлом проводников.

После подстановки получим выражение для электрического сопротивления фазы в следующем виде:

$$R_\Phi = \frac{4}{\pi} m w^2 \frac{\rho_\theta K_n l_\delta}{K_3 K_n D_\delta h_n}.$$

С учетом предыдущих соотношений получим формулу электромагнитной постоянной времени высокомоментного вентильного двигателя:

$$T_3 = \mu_0 \frac{K_3 K_n}{\rho_8 K_n} D_8 h_n \left( \frac{K_1 K_n}{3 K_n} + \frac{\pi K_2}{2 \pi p} \right).$$

Результаты расчетов электромагнитной постоянной времени по формуле и экспериментальные значения расходятся во втором знаке, что в основном обусловлено, как показал анализ, не столько принятыми допущениями, сколько погрешностями в определении коэффициента  $K_2$ , значение которого, в частности, связано с размерами пазового клина.

От значения электромагнитной постоянной времени зависит не только время реакции высокомоментного вентильного двигателя на сигнал управления, но и характер коммутационных процессов. Иногда для сокращения времени при позиционировании увеличивают частоту вращения высокомоментного вентильного двигателя выше номинальной посредством отключения части витков фаз на время перемещения объекта управления из одного положения в другое. Однако при этом возможно ухудшение коммутации в области повышенных частот вращения и как результат снижение мощности двигателя. Чтобы избежать этого, одновременно с отключением части витков фаз снижают электромагнитную постоянную времени. С этой целью производят отключение частей обмоток таким образом, чтобы соответственно уменьшался коэффициент заполнения пазов проводниками [2]. При этом изменяется не только постоянная машины, но и как следует из полученной выше формулы, пропорционально уменьшается электромагнитная постоянная времени вентильного двигателя.

В таблице приведены результаты измерений параметров обмоток двух вентильных двигателей — двухскоростного и трехскоростного. Выбраны двигатели, отличающиеся как по механическим характеристикам, так и по конструктивному исполнению. В связи с неизбежным разбросом экспериментальных значений параметры секций фаз каждого двигателя приняты усредненными.

Параметр	ВМВД-1		ВМВД-2		
	Две секции — полная фаза	Одна секция фазы	Три секции — полная фаза	Две секции фазы	Одна секция фазы
$L_\phi$ , мГн	8,34	2,15	1,31	0,59	0,16
$R_\phi$ , Ом	1,6	0,8	0,76	0,54	0,3
$T_\phi$ , мс	5,2	2,7	1,72	1,1	0,53

При уменьшении числа работающих секций увеличивается частота вращения двигателей, но соответственно, как видно из таблицы, снижается электромагнитная постоянная времени, поэтому проблемы, связанные с коммутацией, не возникают.

На этапе проектирования высокомоментных вентильных двигателей электромагнитная постоянная времени выбирается прежде всего с таким расчетом, чтобы коммутационные процессы существенно не ухудшали их характеристики. Если в области

повышенных частот вращения электромагнитные переходные процессы, связанные с коммутацией, становятся непрерывными, то рабочие процессы вентильного двигателя описываются с помощью синусоидальных функций [3], и выражение для механической характеристики имеет следующий вид [4]:

$$\mu = \frac{1 - v}{1 + \tau_3^2 v^2},$$

где  $\mu = M/M_n$ ,  $v = \Omega/\Omega_0$  — относительные величины вращающего момента и частоты вращения;  $M_n$  — пусковой момент;  $\Omega_0$  — угловая скорость вращения холостого хода;  $\tau_3 = T_3 p \Omega_0$  — приведенное значение электромагнитной постоянной времени.

Из выражения для механической характеристики видно, что значительного снижения вращающего момента и соответственно падения мощности вентильного двигателя вследствие неблагоприятных коммутационных процессов не происходит, если приведенная электромагнитная постоянная времени меньше единицы. В частности, переходные коммутационные процессы в фазах высокомоментных вентильных двигателей с трапецидальной ЭДС вращения практически успевают закончиться, если

$$\tau_3 \leq \frac{\pi(m-1)}{3m}.$$

Более точный критерий для определения приведенной электромагнитной постоянной времени получим, используя проектную модель. Введем в выражение электромагнитной постоянной времени параметры проектирования из уравнения проектной модели высокомоментного вентильного двигателя [5]:

$$D_8 h_n = \frac{\lambda}{K_0 \Omega_0 B_8^2 v_8},$$

где коэффициент

$$K_0 = \frac{m-1}{m} \frac{K_3 K_n}{\rho_8 K_n}$$

представляет собой удельную проводимость якорной электрической цепи высокомоментного вентильного двигателя;

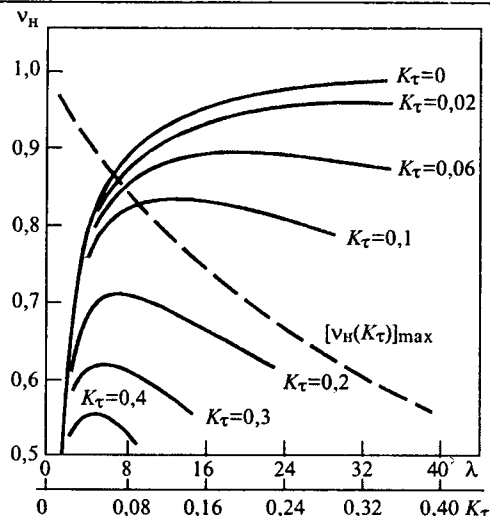
$$v_8 = \frac{\pi \mu_m \mu_0 \lambda_m}{8 p K_m (1+k)(\epsilon + k\epsilon - k) B_8^2}$$

— объем ротора, приходящийся на единицу номинального вращающего момента [6].

С учетом формулы электромагнитной постоянной времени и уравнения проектной модели получим следующее выражение для приведенной электромагнитной постоянной времени:

$$\tau_3 = \frac{m}{m-1} \frac{8 p^2 K_m (1+k)(\epsilon + k\epsilon - k) \lambda}{\pi \mu_m \lambda_m} \left( \frac{K_1 K_n}{K_n} + \frac{\pi K_2}{2 \pi p} \right),$$

где  $K_m$  — относительная высота магнитов ротора;  $k$ ,  $\epsilon$  — коэффициенты размагничивания магнитов соответственно в режиме холостого хода двигателя и в при максимальной нагрузке;  $\mu_m$  — магнитная проницаемость возврата магнитов;  $\lambda_m$ ,  $\lambda$  — кратности максимального и пускового вращающего момента.



Из полученного выражения следует, что снижение приведенной электромагнитной постоянной времени ограничено повышением сложности изготовления (при увеличении  $m$ ), насыщением магнитопровода (при увеличении  $K_n$ ), возрастанием пульсаций реактивного момента (при уменьшении  $K_2$ ) и связано с ухудшением массогабаритных и энергетических показателей (при уменьшении  $p$ ,  $K_m$ ,  $\epsilon$ ,  $\lambda$ ).

В частности, с увеличением кратности пускового момента  $\lambda = M_n/M_p$  возрастает КПД высокомоментного вентильного двигателя, а для снижения мощности электронного коммутатора выбирают отношение  $\lambda/\lambda_m \geq 2$ . С другой стороны, повышение кратности пускового момента приводит к увеличению электромагнитной постоянной времени и, как следствие, к замедлению переходных процессов управления и коммутации. Чтобы определить критерий выбора кратности пускового момента, рассмотрим механическую характеристику высокомоментного вентильного двигателя для номинального режима. Заменяя относительный номинальный вращающий момент  $\mu_n = 1/\lambda$  и приведенную электромагнитную постоянную времени  $\tau_e = K_\tau \lambda$ , получим:

$$K_\tau^2 \lambda^2 v_n^2 + \lambda v_n - (\lambda - 1) = 0.$$

На рисунке построены графические зависимости  $v_n = v_n(\lambda)$  при различных значениях коэффициента относительной электромагнитной постоянной времени  $K_\tau$ . Относительные значения номинальной

частоты вращения имеют максимумы, значение и выпуклость которых зависит от  $K_\tau$ . При уменьшении этого коэффициента максимальные значения  $[v_n(K_\tau)]_{\max}$ , а следовательно, и КПД, и номинальная мощность высокомоментного вентильного двигателя возрастают.

Оптимальное значение кратности пускового момента, соответствующее максимуму относительной номинальной частоты вращения, определяется из условия  $dv_n/d\lambda = 0$  простым выражением:

$$\lambda = 2 + \frac{1}{K_\tau}.$$

Выбор кратности пускового момента вне областей экстремумов нецелесообразен, так как при этом ухудшаются энергетические характеристики высокомоментных вентильных двигателей, причем строгость этого критерия возрастает с увеличением  $K_\tau$ . Высоким значениям этого коэффициента соответствует область сравнительно низких энергетических характеристик и выпуклых экстремумов, где погрешности в выборе параметров  $\lambda$  и  $K_\tau$  могут дополнительно снизить энергетические характеристики высокомоментных вентильных двигателей. Поэтому уменьшение коэффициента приведенной электромагнитной постоянной времени необходимо не только для повышения быстродействия высокомоментных вентильных двигателей, но и для улучшения их энергетических характеристик.

#### Список литературы

1. Вольдек А.И. Электрические машины. Л. Энергия. Ленингр. отд-ние, 1978.
2. А.с. 1663714 СССР. Вентильный электродвигатель /В.С. Масленников//Открытия. Изобретения. 1991. № 26.
3. Копылов И.П., Фрумин В.Л. Электромеханическое преобразование энергии в вентильных двигателях. М.: Энергоатомиздат, 1986.
4. Масленников В.С., Миловзоров В.П. Бесконтактный двигатель постоянного тока как объект регулирования//Материалы Всесоюзной научно-технической конференции по бесконтактным машинам постоянного тока. М., 1970.
5. Масленников В.С. Уравнения для проектирования высокомоментных вентильных двигателей // Электротехника. 1990. №2.
6. Масленников В.С. Выбор главных размеров высокомоментных вентильных двигателей // Электротехника. 1990. № 9.

**Журнал "Электротехника" переводится на английский язык и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" в полном объеме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.**

**Справки по тел.: 203-35-33.**

## Алгоритм численного решения задачи экстремального управления асинхронным электроприводом при ограничениях по току и напряжению

ПОЛЯКОВ В.Н., ТАРАН А.А., ШРЕЙНЕР Р.Т.

*Рассматривается задача экстремального управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом. Целевой функцией управления является электромагнитный момент двигателя. Задача решается численным методом при ограничениях по току и напряжению статора. Учитывается насыщение двигателя по главному магнитному пути. Приводятся результаты анализа эффективности закона.*

Экстремальное управление электроприводом преследует цель наиболее полного использования возможностей асинхронного двигателя (АД) и преобразователя частоты. Важной, с точки зрения практики, является задача экстремального управления, решение которой обеспечивает максимальную перегрузочную способность электропривода в условиях ограничений параметров силовой части. В теоретическом плане постановка задачи экстремального управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом и процедура определения допустимой области управлений при произвольном числе ограничений рассматривались в [1,2]. Возможность реализации экстремального управления, обеспечивающего максимальную перегрузочную способность электропривода в двигательном режиме при ограничении тока и напряжения АД, показана в [3].

В данной статье предлагается алгоритм численного решения экстремальной задачи, позволяющий рассчитать закон управления по максимуму электромагнитного момента как в двигательном, так и в генераторном режимах работы электропривода при наложенных ограничениях на ток и напряжение статора АД.

### Постановка задачи экстремального управления

Ставится задача максимизации электромагнитного момента  $m$  асинхронного двигателя в каждой точке заданного рабочего диапазона регулирования угловой скорости  $\omega$  при ограничениях тока  $i_s$  и напряжения  $u_s$  статора:

$$\max_{\beta} \{m(\beta, \omega) \mid i_s(\beta, \omega) \leq i_{sd}; u_s(\beta, \omega) \leq u_{sd}\}, \quad (1)$$

где  $\beta$  — абсолютное скольжение двигателя;  $i_{sd}$  и  $u_{sd}$  — предельно-допустимые значения тока и напряжения статора.

### Алгоритм решения экстремальной задачи

Блочная схема алгоритма численного решения экстремальной задачи (1) приведена на рис.1, где введены следующие обозначения:  $m_0$  — значение момента, определяющего верхнюю границу зоны поиска экстремального значения  $m_s$  ( $m_0$  должно быть больше либо равно максимальному значению момента нагрузки двигателя);  $\omega_{\min}$  и  $\omega_{\max}$  — минималь-

ное и максимальное значения диапазона регулирования угловой скорости двигателя;  $\Delta\beta$  и  $\Delta\omega$  — шаг по абсолютному скольжению и угловой скорости;  $d$  — вспомогательный параметр численного алгоритма, задающий точность вычисления невязки между заданным и фактическим значениями электромагнитного момента.

В основе построения алгоритма используются следующие уравнения:

$$m = i_s^2 \epsilon^{-1}(\beta); \quad (2)$$

$$m = u_s^2 \zeta^{-1}(\beta, \omega); \quad (3)$$

$$m = \psi_m^2 \delta^{-1}(\beta). \quad (4)$$

Здесь  $\epsilon(\beta)$ ,  $\delta(\beta)$ ,  $\zeta(\beta)$  определяются выражениями:

$$\epsilon = \frac{r_r}{l_{m\sigma}^2 \beta} + \left(1 + \frac{l_{r\sigma}}{l_m}\right)^2 \frac{\beta}{r_r}; \quad \delta = \frac{r_r}{\beta} + l_{r\sigma}^2 \frac{\beta}{r_r};$$

$$\zeta = 2r_s(\omega + \beta) + \left[r_s^2 \left(1 + \frac{l_{r\sigma}}{l_m}\right)^2 + \left(l_{r\sigma} + \left(1 + \frac{l_{r\sigma}}{l_m}\right)l_{s\sigma}\right)^2 \times \right. \\ \left. \times (\omega + \beta)^2\right] \frac{\beta}{r_r} + \left[\frac{r_s^2}{l_m^2} + \left(1 + \frac{l_{s\sigma}}{l_m}\right)^2 (\omega + \beta)^2\right] \frac{r_r}{\beta},$$

где  $r_s$  и  $r_r$  — активные сопротивления обмоток статора и ротора;  $l_{s\sigma}$  и  $l_{r\sigma}$  — индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора;  $l_m$  — переменный коэффициент взаимной индукции обмоток статора и ротора.

Насыщение двигателя в уравнениях (2)–(4) учитывается путем изменения  $l_m$  в зависимости от главного потокосцепления  $\Psi_m$ :

$$l_m = l_m(\Psi_m).$$

Уравнения (2)–(4) записаны в относительных единицах и отличаются от приведенных в [2] уравнений базисными величинами. В (2)–(4) основными базисными величинами являются номинальные значения угловой частоты напряжения  $\Omega_6 = 2\pi f_{ном}$ , тока  $I_6 = \sqrt{2} I_{ном}$  статора и электромагнитного момента  $M_6 = M_{ном}$ . Производные базисные величины

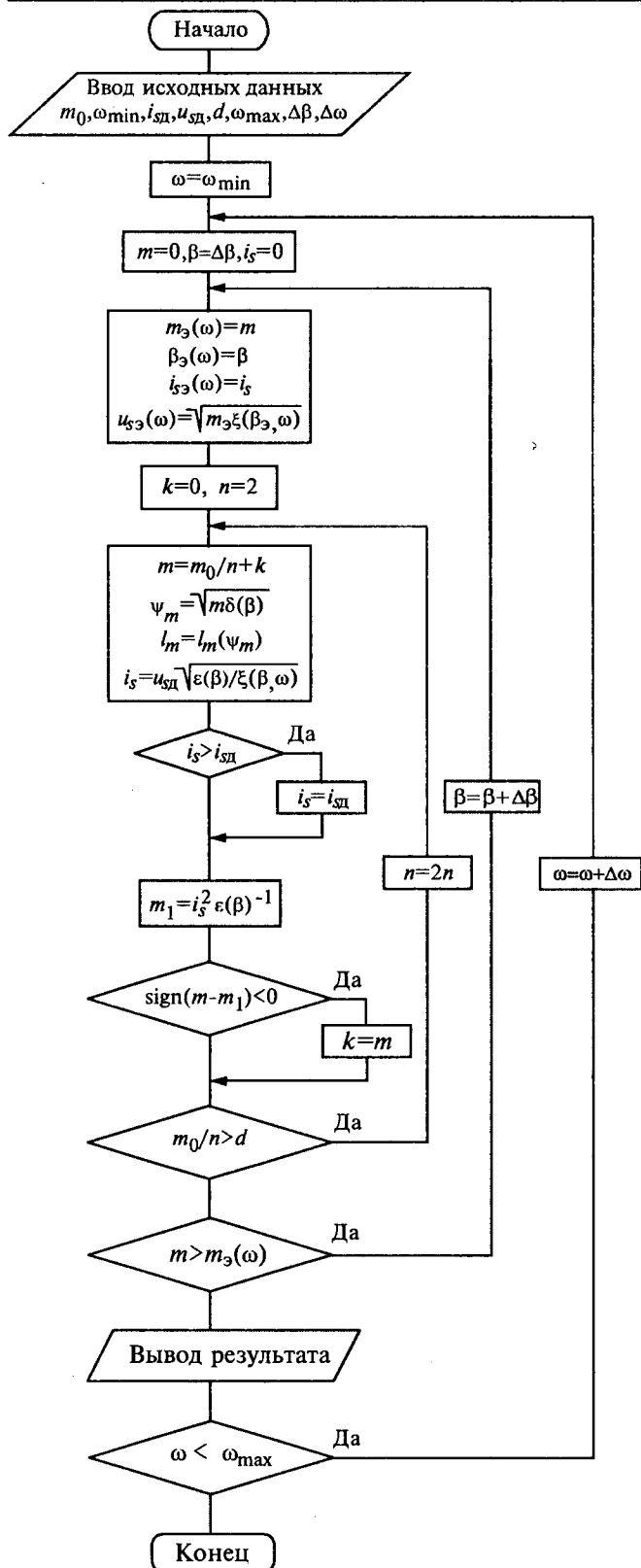


Рис.1. Алгоритм расчета характеристик АД при экстремальном управлении

рассчитываются по следующим выражениям: мощность  $P_6 = \frac{\Omega_6 M_6}{z_p}$ , напряжение  $U_6 = \frac{2}{3} \frac{P_6}{z_p I_6}$ , потокосцепление  $\Psi_6 = U_6 / \Omega_6$ , сопротивление  $R_6 = U_6 / I_6$ ,

индуктивность  $L_6 = \Psi_6 / I_6$  и механическая угловая скорость вращения  $\Omega_{6, \text{мех}} = \Omega_6 / z_p$ , где  $z_p$  — число пар полюсов.

### Характеристики электропривода при экстремальном управлении

С помощью приведенного алгоритма были рассчитаны характеристики (рис.2) асинхронного двигателя типа 4А180М2УЗ мощностью 30 кВт при экстремальном управлении. Расчет выполнен при ограничениях тока  $i_{sd} = 2$  и напряжения  $u_{sd} = 1$  для двигательного и генераторного режимов работы электропривода. Как видно из рис.2, в общем случае в каждом из режимов можно выделить три зоны по угловой скорости (малых, средних и больших скоростей), для которых условия достижения максимума электромагнитного момента оказываются различными.

Первая зона:  $0 \leq \omega \leq \omega_{1j}$ , где  $j = \text{д}$  для двигательного и  $j = \text{г}$  для генераторного режима. Условия достижения максимума момента в этой зоне можно выразить в следующей форме:

$$i_{s3} = i_{sd} = \text{const}; \quad \beta_3 = \beta_3(i_{s3}) = \text{const}; \quad u_{s3} = u_{s3}(\omega) \leq u_{sd}.$$

Таким образом, в зоне низких скоростей абсолютное скольжение  $\beta_3$  постоянно и доставляет максимум электромагнитного момента  $m_3$  при заданном допустимом токе  $i_{sd}$ . Значение  $u_{sd}$  определяет ширину первой зоны, так как

$$u_{s3}(\omega_{1j}) = u_{sd}.$$

Вторая зона:  $\omega_{1j} \leq \omega \leq \omega_{2j}$ . Условия достижения максимума электромагнитного момента формулируются здесь в виде следующих равенств:

$$i_{s3} = i_{sd} = \text{const}; \quad \beta_3 = \beta_3(\omega); \quad u_{s3} = u_{sd} = \text{const}.$$

В этой зоне  $\beta_3$  и  $m_3$  зависят от угловой скорости вращения АД. Причем экстремальное значение скольжения  $\beta_3$  по абсолютному значению возрастает с увеличением скорости как в двигательном, так

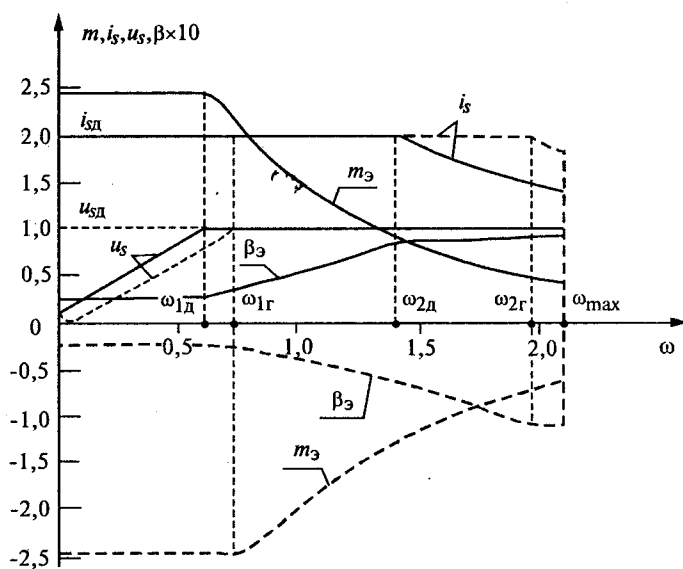


Рис.2. Характеристики АД при экстремальном управлении с ограничениями по току и напряжению:

— — двигательный режим; --- — генераторный режим



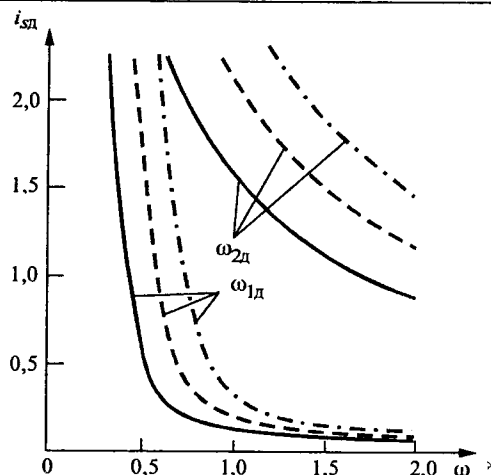


Рис.3. К определению влияния ограничений на ширину зон управления:

— —  $u_{sd} = 1$ ; — — — —  $u_{sd} = 0,8$ ; — — — —  $u_{sd} = 0,6$

и в генераторном режиме.

Третья зона:  $\omega_{2j} \leq \omega \leq \omega_{\max}$ . В этой зоне максимальный момент ограничивается только за счет напряжения:

$$i_{s3} = i_{s3}(\omega) \leq i_{sd}; \quad \beta_3 = \beta_3(\omega); \quad u_{s3} = u_{sd} = \text{const.}$$

Допустимое значение тока статора определяет граничное значение второй зоны, так как

$$i_{s3} = i_{s3}(\omega_{2j}) = i_{sd}.$$

Результаты выполненных исследований показывают, что ширина указанных зон в двигательном и генераторном режимах различна. В генераторном режиме первая и вторая зоны шире соответствующих зон в двигательном режиме работы электропривода. При этом границы зон, определяющиеся значениями  $\omega_{1j}$  и  $\omega_{2j}$ , зависят от  $i_{sd}$  и  $u_{sd}$ , что для двигательного режима иллюстрируется графиками, приведенными на рис.3. Как видно, при определенных значениях  $i_{sd}$ ,  $u_{sd}$  и  $\omega_{\max}$  весь диапазон регулирования может занимать только первую зону, а в других случаях — первую и вторую зоны.

Практический интерес представляет эффективность экстремального управления в сравнении с известными законами частотного управления, например с законом управления по минимуму тока статора.

Сравнительные характеристики для двигательного режима при ограничениях  $i_{sd} = 2$  и  $u_{sd} = 1,2$ , что соответствует двукратному значению тока и номинальному значению напряжения, приведены на рис.4. В первой зоне регулирования закон управления по минимуму тока и по максимуму момента эквивалентны. Во второй и третьей зонах регулирования при управлении по минимуму тока перегрузочная способность привода оказывается значительно ниже в сравнении с перегрузочной способностью при законе управления по максимуму момента. Так, например, при номинальной скорости перегрузочная способность привода при управлении по минимуму тока ниже почти в три раза.

Общей тенденцией является то, что наибольший эффект от применения закона управления по максимуму электромагнитного момента при ограниче-

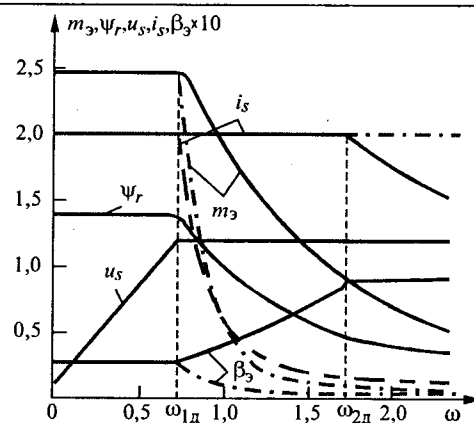


Рис.4. К определению эффективности закона управления по максимуму момента:

— — закон управления по максимуму момента;  
— — — — закон управления по минимуму тока

ниях по току и напряжению статора по отношению к известным законам частотного управления наблюдается во второй и третьей зонах.

Закон управления по максимуму момента можно реализовать путем воздействия на абсолютное скольжение либо на потокосцепление ротора, что следует из графиков  $\beta_3(\omega)$  и  $\psi_r(\omega)$ , приведенных на рис.4. При этом в первой зоне скольжение (потокосцепление) постоянно и соответствует закону управления по минимуму тока, а во второй и третьей зонах должно изменяться в функции угловой скорости.

Закон управления по максимуму момента определяет максимально возможную перегрузочную способность привода  $m_3(\omega)$ . Внутри же этой области закон управления должен выбираться исходя из критериев качества, обеспечивающих оптимальный режим работы электропривода.

## Выводы

1. Показана возможность численного решения задачи экстремального управления асинхронным электроприводом при ограничениях по току и напряжению статора как в двигательном, так и в генераторном режимах. При этом учитывается нелинейный характер кривой намагничивания АД.

2. Предложенный алгоритм позволяет получить закон экстремального управления в графической форме, удобной для анализа. Алгоритм не требует трудоемких процедур вычисления производных для определения экстремума целевой функции и сходится с заданной точностью в теоретически неограниченном диапазоне изменения электромагнитного момента.

3. Оценка эффективности закона управления по максимуму электромагнитного момента показывает, что при определенных соотношениях между  $i_{sd}$  и  $u_{sd}$  можно существенно повысить перегрузочную способность частотно-регулируемого асинхронного электропривода.

## Список литературы

1. Шрейнер Р.Т. Задачи экстремального частотного управления асинхронными электроприводами//Асинхронный тиристорный электропривод. Свердловск: изд. УПИ, 1971. С. 92—96.

2. Шрейнер Р.Т., Дмитренко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. Кишинев: Штиинца, 1982.

3. Шрейнер Р.Т., Поляков В.Н., Гильдебранд А.Д. и др. Управление асинхронным частотным электроприводом при ограничениях//Асинхронный тиристорный электропривод. Свердловск: изд. УПИ, 1971. С. 101—104.

**Поляков Владимир Николаевич** — доцент кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок и технологических комплексов Уральского государственного технического университета, г. Екатеринбург. Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института. В 1977 г. защитил в УПИ кандидатскую диссертацию по теме "Оптимизация стационарных режимов асинхронных машин в системах с вентильными преобразователями".

**Таран Александр Александрович** — инженер-конструктор ОАО "Уралэлектротяжмаш", аспирант кафедры "Электрооборудование и автоматизация промышленных предприятий" Уральского государственного профессионально-педагогического университета, г. Екатеринбург. Окончил электротехнический факультет Уральского государственного технического университета.

**Шрейнер Рудольф Теодорович** — профессор Уральского государственного профессионально-педагогического университета (УрГППУ), г. Екатеринбург. Окончил электроэнергетический факультет Уральского политехнического института в 1960 г. В 1991 г. защитил в МЗИ докторскую диссертацию по теме "Асинхронные электроприводы с полупроводниковыми преобразователями (математическое моделирование, оптимизация режимов, структуры систем управления)".

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

### Методика расчета динамических характеристик втяжного электромагнита постоянного тока

ГАРАНИН А.Ю.

*Предложена методика расчета динамических характеристик втяжного электромагнита постоянного тока цилиндрической формы, позволяющая, непосредственно по известным параметрам электромагнита, определять с учетом магнитного сопротивления стали его динамические характеристики без применения итерационного способа расчета.*

*The paper shows the method is designed to carry out computation of dynamic characteristics of cylindrical DC plunger electromagnet. The method allows direct determination of electromagnet dynamic characteristic with steel magnetic resistance taken into account. Computation can be performed without using the iterative.*

В настоящее время на автомобилях широко применяются автоматизированные системы с исполнительными механизмами на основе электромагнитов постоянного тока (клапаны мультипликатора давления в системе АБС, форсунки подачи топлива в электронной системе управления двигателем и т.д.), режим работы которых определяется динамическими процессами. В этих случаях к электромагниту предъявляются специфические требования, связанные с характером его работы в системе, т.е. ставится задача создания электромагнита с требуемыми динамическими свойствами. Современные способы расчета динамических характеристик электромагнитов основаны на численном расчете электромагнитных полей с использованием методов теории поля [1—3].

В [4] показано, что применение для решения указанной задачи программ на основе численных методов не всегда оправдано из-за сложности подготовки и задания исходных данных (необходимо ука-

зать границы областей, параметры источников поля и свойств материалов), что предполагает наличие высококвалифицированных специалистов-программистов. Другим недостатком точных, но громоздких и сложных численных методов расчета электромагнитов, использующих теорию поля, является относительно большое время расчета, даже при применении современных ПЭВМ. Это связано с тем, что при создании на их основе программ необходимо использовать итерационные операции. Учитывая, что при расчете большого количества вариантов конструкции электромагнита, которые нужны для проведения специалистом экспертной оценки полученных результатов и выбора оптимального варианта, время подготовки исходных данных и расчета каждого варианта приобретает существенное значение.

Альтернативным решением в этом случае является создание узкоспециализированных программ на основе аналитических методов расчета, которые создавались бы для расчета конкретных конструкций

электромагнитов. Достоинствами таких методов расчета и созданных на их основе программ являются их высокая производительность, простота структуры и легкость задания исходных данных.

Анализ конструкций, применяемых в автоматизированных системах автомобилей электромагнитов, показывает, что они выполняются на базе цилиндрического электромагнита постоянного тока с втяжным якорем. Поэтому создание методики расчета динамических характеристик указанных электромагнитов с целью анализа их конструкции на начальных этапах проектирования автоматизированных систем, уменьшения времени разработки и снижения расходов на доводку и испытание является актуальной задачей. В этом случае программа, разработанная на основе такой методики, позволяет получить результаты, не используя итерационные методы расчета, что в значительной мере сокращает машинное время выполнения расчета каждого варианта.

Процессы, протекающие в электромагните, подключенном к источнику ЭДС, в переходных режимах описываются известной системой уравнений:

$$\begin{cases} d\Psi/dt = E - iR; \\ dv/dt = (F - F_{пр})/M; \\ d\delta/dt = v, \end{cases} \quad (1)$$

где  $\Psi(i, \delta)$  — потокосцепление обмотки электромагнита;  $E$  — ЭДС источника питания;  $i(t)$  — ток в обмотке;  $R$  — суммарное сопротивление источника и внешней цепи;  $F(i, \delta)$  — тяговое усилие электромагнита;  $F_{пр}(\delta)$  — противодействующее усилие;  $M$  — приведенная к якорю масса движущихся частей;  $v(t)$  — скорость движения якоря;  $\delta(t)$  — рабочий воздушный зазор.

Используя принятую в [5] математическую модель электромагнита и полученные на ее основе уравнения магнитного поля, выведенные при допущениях, что в области рабочего воздушного зазора учитываем только аксиальную слагающую магнитного потока, а в областях, занятых обмотками, — только слагающие потока, нормальные оси магнитной системы, область рабочего воздушного зазора рассматриваем как участок якоря, отличающийся от него только магнитной проводимостью, а в пределах каждого из участков отрезков кривой намагничивания заменяем отрезком прямой, наклон которой определяется максимальным и минимальным значением индукции и напряженности на каждом из участков. Наклон аппроксимирующего отрезка уточняется на каждом шаге выполнения расчета.

Уравнения магнитного поля в этом случае являются линейными, следовательно, можно производить с ними любые математические операции. Это позволяет получить аналитические выражения потокосцепления и его производных по току и рабочему воздушному зазору в функции размеров и степени насыщения участков магнитной системы.

### Вывод расчетных формул

Исходное выражение для потокосцепления втяжного электромагнита постоянного тока можно представить в виде:

$$\Psi = \frac{w}{l_k} \left( \int_0^\lambda \Phi_{x\lambda} dx_\lambda + \int_0^\delta \Phi_{x\delta} dx_\delta + \int_0^{\lambda_c} \Phi_{x\lambda c} dx_{\lambda c} \right), \quad (2)$$

где  $\Phi_{x\lambda}$  — распределение магнитного потока вдоль якоря;  $\Phi_{x\delta}$  — распределение магнитного потока вдоль рабочего воздушного зазора;  $\Phi_{x\lambda c}$  — распределение магнитного потока вдоль неподвижного сердечника;  $w$  — число витков обмотки;  $l_k$  — длина катушки.

Подставляя в (2) зависимости распределения магнитных потоков для каждого из участков магнитной системы [5] и выполняя необходимые математические преобразования, получаем:

$$\Psi = \frac{w}{l_k} \left( \Phi_\delta k_{f\delta} - \frac{iw}{l_k} k_{iw} + C \right), \quad (3)$$

где  $\Phi_\delta$  — магнитный поток, выходящий из торца якоря в рабочий зазор,

$$\Phi_\delta = \frac{iw}{l_k} A + B;$$

$i$  — ток в обмотке; формулы для нахождения коэффициентов  $A$ ,  $B$  и их физический смысл приведены в [5];

$$k_{f\delta} = \frac{k_\lambda}{k_1} \frac{g}{p_\lambda^2} + \left( k_{10} - \frac{k_4}{k_1} \right) \frac{g}{p_\delta^2} + k_7 \frac{\text{sh } p_c \lambda_c}{p_c} + k_{10} \frac{g}{p_c^2} (\text{ch } p_c \lambda_c - 1);$$

$$k_{iw} = \frac{g}{p_\lambda^2} \left( k_5 - \lambda - \frac{k_2 k_\lambda}{k_1} \right) + \frac{g}{p_\delta^2} \left( k_{11} - k_5 + \frac{k_2 k_4}{k_1} - \delta \right) + k_8 \frac{\text{sh } p_c \lambda_c}{p_c} + k_{11} \frac{g}{p_c^2} (\text{ch } p_c \lambda_c - 1) + \frac{g}{p_c^3} \text{sh } p_c \lambda_c - \lambda_c \frac{g}{p_c^3};$$

$$C = \frac{g}{p_\lambda^2} \left( \frac{k_3 k_\lambda}{k_1} - k_6 + l_\Phi H_\Phi + 2 H_\lambda \lambda \right) - \frac{g}{p_\delta^2} + \left( k_{12} - k_6 + \frac{k_3 k_4}{k_1} - H_\delta \delta \right) - \frac{g}{p_\lambda^2} \times \left[ \frac{p_c}{g} \text{sh } p_c \lambda_c + k_{12} (\text{ch } p_c \lambda_c - 1) + 2 H_c \frac{\text{sh } p_c \lambda_c}{p_c} - 2 H_c \lambda_c \right];$$

$$k_\lambda = k_4 - R_\Delta - \frac{l_\Phi}{s_\Phi} \text{ctg } \gamma_\Phi.$$

Формулы для нахождения коэффициентов  $k_1$ — $k_{15}$ , а также коэффициентов линеаризации кривой намагничивания стали для участков магнитной системы  $\gamma_\lambda$ ;  $H_\lambda$ ;  $\gamma_\delta$ ;  $H_\delta$ ;  $\gamma_{\lambda c}$ ;  $H_{\lambda c}$  даны в [5].

В общем виде уравнение электрической цепи обмотки электромагнита можно представить следующим образом:

$$E = iR + \frac{\partial \Psi}{\partial i}(i, \delta) \frac{di}{dt} + \frac{\partial \Psi}{\partial \delta}(i, \delta) \frac{d\delta}{dt}. \quad (4)$$

Для линейной магнитной системы, которой является система электромагнита после линеаризации отрезков кривой намагничивания, характеризующих степень насыщения для каждого из участков (см. [5]),

уравнение (4) можно выразить через индуктивность обмотки. Для линейного устройства  $d\Psi = di L(\delta)$ , тогда

$$E = iR + L \frac{di}{dt} + \frac{d\Psi}{d\delta} v, \quad (5)$$

где  $L$  — дифференциальная индуктивность обмотки электромагнита, которую находим из (3),

$$L = \frac{d\Psi}{di} = \frac{w}{I_K} \left[ \frac{d}{di} (\Phi_{\delta} k_{f\delta}) - \frac{d}{di} \left( \frac{iw}{I_K} k_{iw} \right) \right] = \frac{w^2}{I_K^2} (Ak_{f\delta} - k_{iw}). \quad (6)$$

Из (2) производная потокоцепления по зазору преобразовывается к виду:

$$\frac{d\Psi}{d\delta} = \frac{w}{I_K} \left( \frac{d}{d\delta} \int_0^{\lambda} \Phi_{\lambda\lambda} dx_{\lambda} + \frac{d}{d\delta} \int_0^{\delta} \Phi_{\lambda\delta} dx_{\delta} + \frac{d}{d\delta} \int_0^{\lambda c} \Phi_{\lambda\lambda c} dx_{\lambda c} \right). \quad (7)$$

Подставив в (7) из [5] выражения распределения магнитных потоков на различных участках магнитной системы и выполнив необходимые операции интегрирования и дифференцирования, получим:

$$\frac{d\Psi}{d\delta} = \frac{w}{I_K} \left[ \Phi_{\lambda c} + \Phi_{\delta} (N_1 + 1) - \frac{iw}{I_K} N_2 - N_3 \right], \quad (8)$$

где  $\Phi_{\lambda c}$  — магнитный поток, входящий в неподвижный сердечник из рабочего воздушного зазора;

$$N_1 = \frac{1}{p_c} \left[ k'_7 \text{sh } p_{\lambda c} \lambda_c + k'_{10} \frac{g}{p_c} (\text{ch } p_{\lambda c} \lambda_c - 1) \right];$$

$$N_2 = \frac{1}{p_c} \left[ k'_8 \text{sh } p_{\lambda c} \lambda_c + k'_{11} \frac{g}{p_c} (\text{ch } p_{\lambda c} \lambda_c - 1) \right];$$

$$N_3 = \frac{1}{p_c} \left[ k'_9 \text{sh } p_{\lambda c} \lambda_c + k'_{12} \frac{g}{p_c} (\text{ch } p_{\lambda c} \lambda_c - 1) \right];$$

$$k'_1 = p_{\lambda} \text{sh } p_{\lambda} \lambda + R_{\Delta} g \text{ch } p_{\lambda} \lambda + g \frac{l_{\Phi}}{s_{\Phi}} \text{ctg } \gamma_{\Phi} \text{ch } p_{\lambda} \lambda;$$

$$k'_2 = \frac{g}{p_{\lambda}} \text{sh } p_{\lambda} \lambda;$$

$$k'_3 = g \left( l_{\Phi} H_{\Phi} \text{ch } p_{\lambda} \lambda + 2 \frac{H_{\lambda}}{p_{\lambda}} \text{sh } p_{\lambda} \lambda \right);$$

$$k'_4 = p_{\lambda} \left( \frac{p_{\lambda}}{g} \text{ch } p_{\lambda} \lambda + R_{\Delta} \text{sh } p_{\lambda} \lambda + \frac{l_{\Phi}}{s_{\Phi}} \text{ctg } \gamma_{\Phi} \text{sh } p_{\lambda} \lambda \right);$$

$$k'_5 = \text{ch } p_{\lambda} \lambda;$$

$$k'_6 = l_{\Phi} H_{\Phi} p_{\lambda} \text{sh } p_{\lambda} \lambda + 2 H_{\lambda} \text{ch } p_{\lambda} \lambda;$$

$$k'_7 = p_{\delta} \text{sh } p_{\delta} \delta + \frac{g}{p_{\delta}} \left( \frac{k'_4}{k_4} \frac{p_{\delta} \text{ch } p_{\delta} \delta}{\text{sh } p_{\delta} \delta} - \frac{k'_1}{k_1} \right) \frac{k_4}{k_1} \text{sh } p_{\delta} \delta;$$

$$k'_8 = g \left( k_5 \text{ch } p_{\delta} \delta + \frac{\text{sh } p_{\delta} \delta}{p_{\delta}} k'_5 \right) - \frac{g}{p_{\delta}} \text{sh } p_{\delta} \delta \frac{k_2 k_4}{k_1} \times \\ \times \left( \frac{p_{\delta} \text{ch } p_{\delta} \delta}{\text{sh } p_{\delta} \delta} + \frac{k'_2}{k_2} + \frac{k'_4}{k_4} - \frac{k'_1}{k_1} \right) + \frac{g}{p_{\delta}} \text{sh } p_{\delta} \delta;$$

$$k'_9 = g \left( k_6 \text{ch } p_{\delta} \delta + \frac{\text{sh } p_{\delta} \delta}{p_{\delta}} k'_6 \right) - \frac{g}{p_{\delta}} \text{sh } p_{\delta} \delta \frac{k_3 k_4}{k_1} \times \\ \times \left( \frac{p_{\delta} \text{ch } p_{\delta} \delta}{\text{sh } p_{\delta} \delta} + \frac{k'_3}{k_3} + \frac{k'_4}{k_4} - \frac{k'_1}{k_1} \right) + \frac{g}{p_{\delta}} H_{\delta} \text{sh } p_{\delta} \delta;$$

$$k'_{10} = \text{ch } p_{\delta} \delta \frac{p_{\delta}^2}{g} + \text{ch } p_{\delta} \delta \frac{k_4}{k_1} \left( \frac{k'_4}{k_4} + \frac{p_{\delta} \text{sh } p_{\delta} \delta}{\text{ch } p_{\delta} \delta} - \frac{k'_1}{k_1} \right);$$

$$k'_{11} = k_5 p_{\delta} \text{sh } p_{\delta} \delta + \text{ch } p_{\delta} \delta (k'_5 + 1) - \text{ch } p_{\delta} \delta \frac{k_2 k_4}{k_1} \times \\ \times \left( \frac{p_{\delta} \text{sh } p_{\delta} \delta}{\text{ch } p_{\delta} \delta} + \frac{k'_2}{k_2} + \frac{k'_4}{k_4} - \frac{k'_1}{k_1} \right);$$

$$k'_{12} = k_6 p_{\delta} \text{sh } p_{\delta} \delta + \text{ch } p_{\delta} \delta (k'_6 + 1) - H_{\delta} \text{ch } p_{\delta} \delta \frac{k_3 k_4}{k_1} \times \\ \times \left( \frac{p_{\delta} \text{sh } p_{\delta} \delta}{\text{ch } p_{\delta} \delta} + \frac{k'_3}{k_3} + \frac{k'_4}{k_4} - \frac{k'_1}{k_1} \right).$$

### Порядок расчета

Рекомендуется следующий алгоритм расчета динамических характеристик:

1. По известным геометрическим размерам и обмоточным данным электромагнита (рис.1) определяются его параметры  $l_{\Phi}$ ,  $s_{\Phi}$ ,  $s_{\lambda}$ ,  $g$ ,  $R_{\Delta}$ ,  $s_{\delta}$ .

2. На первом этапе расчета, когда якорь электромагнита неподвижен, задаемся значением изменения тока  $di$ . Рассчитываем магнитные потоки по формулам [5], причем на первом шаге расчет потоков электромагнита производим без учета падения магнитного потенциала в магнитопроводе, т.е. при  $\gamma_{\lambda} = \gamma_{\delta} = \gamma_{\lambda c} = \pi/2$ ;  $H_{\lambda} = H_{\lambda c} = H_{\delta} = 0$ . По формуле (6) определяем  $L$ .

3. Определяем коэффициенты линеаризации  $\gamma_{\lambda 0}$ ,  $H_{\lambda 0}$ ,  $\gamma_{\delta}$ ,  $H_{\delta}$ ,  $\gamma_{\lambda c}$ ,  $H_{\lambda c}$  и конструктивные коэффициенты  $k_1 - k_{15}$ ,  $k_{f\delta}$ ,  $k_{iw}$ ,  $k_{\lambda}$ .

4. Из первого уравнения системы (1) находим  $dt$  учитывая, что  $d\Psi = L di$ . Определяем усилие электромагнита

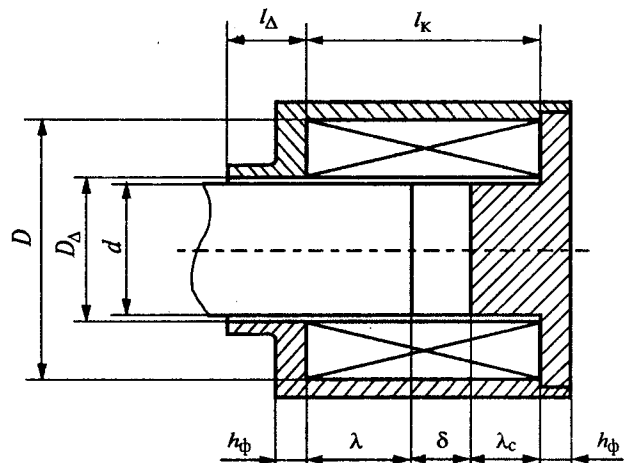


Рис. 1. Эскиз электромагнита

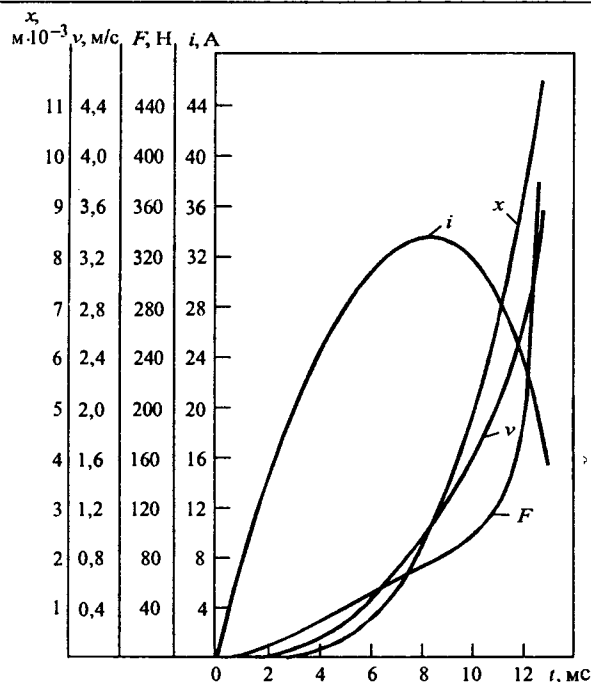


Рис.2. Расчетные динамические характеристики электромагнита ( $x(t)$  — ход якоря)

$$F = \frac{1}{2\mu_0 s \delta} \left( \frac{i w}{l_k} A + B \right)^2.$$

Расчет повторяется с п.2 до тех пор, пока не будет выполнено условие  $F \geq F_{пр}$ .

5. При  $F \geq F_{пр}$  якорь начинает двигаться. На этом этапе расчета задаемся изменением времени  $dt$  и по второму уравнению системы (1) при известной приведенной массе  $M$  движущихся частей и разности  $(F - F_{пр})$  находим изменение скорости  $dv$ .

6. По третьему уравнению системы (1) находим изменение рабочего зазора  $d\delta$  при движении якоря.

7. Определяем коэффициенты линеаризации  $\gamma_{\lambda 0}$ ,  $H_{\lambda 0}$ ,  $\gamma_{\delta}$ ,  $H_{\delta}$ ,  $\gamma_c$ ,  $H_c$  и конструктивные коэффициенты  $k_1 - k_{15}$ ;  $k'_1 - k'_{12}$ ,  $k_{f\delta}$ ,  $k_{iw}$ ,  $k_{\lambda}$ .

8. Рассчитываем магнитные потоки и усилие электромагнита по формулам [5]. По (6) определяем  $L$ , а производную потокоцепления  $d\Psi/d\delta$  по (8). Из выражения (5) находим  $di$ . Расчет повторяется с п.5 до тех пор, пока не будет выполнено условие  $\delta = 0$ .

На основе изложенного алгоритма расчета и полученных формул была составлена программа на языке Fortran 77. Для подтверждения правильности теоретических выводов произведен расчет динамических характеристик электромагнита постоянного тока (рис.2) со следующими параметрами:

$d = 0,02078$  м;  $D_{\Delta} = 0,02198$  м;  $D = 0,0404$  м;  $l_{\Delta} = 0,0113$  м;  $l_k = 0,0497$  м;  $\lambda_c = 0,020$  м;  $h_{\phi} = 0,0058$  м;  $w = 144$ ;  $R = 0,276$  Ом;  $\delta = 0,0115$  м.

Материал магнитопровода — Ст 08 КП. С целью уменьшения разброса экспериментальных данных противодействующее усилие создавалось подвешенным за якорь грузом суммарной массой 0,25 кг. В качестве источника тока использовалась аккумуляторная батарея с ЭДС  $E = 13,3$  В. Потребляемый ток регистрировался осциллографом типа Tektronix 2230.

Результаты расчета изменения тока в обмотке при срабатывании электромагнита и экспериментальные данные осциллограммы тока сведены в таблицу. По полученным данным построена характеристика изменения тока в обмотке при включении электромагнита (рис.3).

Время, мс	Ток, А	
	Эксперимент	Расчет
0	0	0,000
1	7,2	7,798
2	14,8	14,25
3	21,9	19,656
4	26,6	24,134
5	29,9	27,758
6	31,6	30,546
7	32,1	32,46
8	32,2	33,415
9	31,9	33,296
10	31	31,968
11	28,8	29,258
12	25	24,711
12,75	16,9	19,066
12,99	—	15,195

Основными достоинствами предлагаемой методики и разработанной на ее основе программы являются легкость задания исходных данных и быстрота расчета на ПЭВМ. Для проведения расчета необходимо ввести параметры электромагнита и источника питания, а также марку стали магнитной систе-

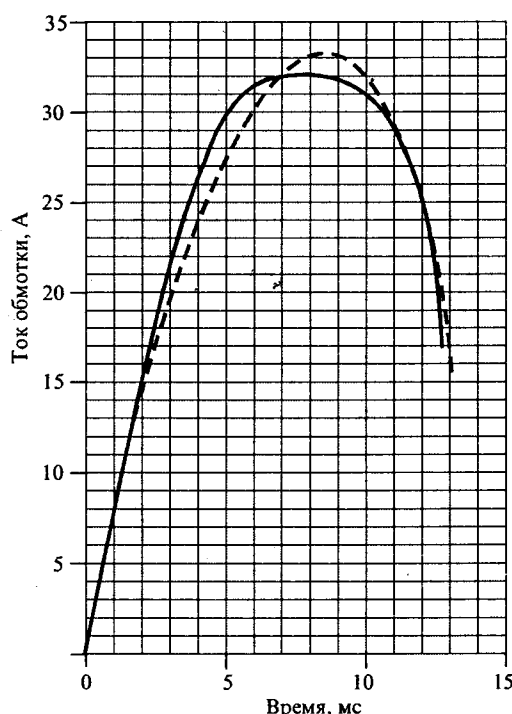


Рис.3. Изменение тока обмотки при включении электромагнита:

— — опыт; - - - - расчет

мы и характеристику противодействующих усилий. Время расчета зависит от выбранного значения  $di$ . При  $di = I_{уст} \cdot 10^{-4}$  ( $I_{уст} = E/R$ ) время расчета одного варианта конструкции электромагнита с приведенными выше параметрами на компьютере IBM Pentium — 100, 16 МВ составляет 7 с. Отклонение расчетного времени срабатывания электромагнита в сравнении с опытными данными составляет 1,88%. Кроме динамических характеристик можно вывести дополнительные расчетные данные, например, изменение индукции в якоре электромагнита при срабатывании и т.д.

### Выводы

1. Предлагаемая методика аналитического расчета позволяет достаточно точно и быстро определить динамические характеристики цилиндрического электромагнита постоянного тока при любом известном наборе параметров электромагнита, его цепи питания и противодействующего усилия связанного с ним механизма.

2. Сравнение результатов расчета характеристики тока, потребляемого обмоткой при срабатывании электромагнита, с экспериментальными данными позволяет сделать вывод о том, что предлагаемая методика может быть использована для качественной и количественной оценки динамических свойств

существующих и проектирования новых конструкций исполнительных электромагнитов автоматических систем.

### Список литературы

1. Никитенко А.Г., Бахвалов Ю.А., Щербаков В.Г. Аналитический обзор методов расчета магнитных полей электрических аппаратов//Электротехника. 1997. №1.
2. Никитенко А.Г., Бахвалов Ю.А., Никитенко Ю.А., Щербаков В.Г. О проектировании электромагнитов с заданными динамическими свойствами//Электротехника. 1998. № 9.
3. Малинин Л.И., Малинин В.И., Макельский В.Д., Тюков В.А. Электромагнитные силы в динамических процессах электромеханических систем//Электротехника. 1998. № 12.
4. Макарычев Ю.М., Рыжов С.Ю., Жидарева Т.П. Проектирование электромагнитов: этапы, методы, модели//Электричество. 1994. № 2.
5. Гаранин А.Ю. Расчет втяжного электромагнита постоянного тока//Электротехника. 2000. № 10.
6. Шмитц Н., Новотный Д. Введение в электромеханику. М.: Энергия, 1969.

Гаранин Андрей Юрьевич — инженер. В 1999 г. окончил Тольяттинский политехнический институт по специальности "Электрооборудование автомобилей и тракторов".

## Анализ работы дистанционно управляемого электромагнитного реле

СЕРГЕЕВ Б.С., НАГОВИЦЫН В.В.

*Рассмотрены процессы работы электромагнитного реле переменного напряжения, дистанционное управление которым осуществляется через развязывающий индуктивный трансформатор. Получены уравнения для расчета напряжения на обмотке реле на различных этапах работы устройства и аналитически определены области функционирования реле, обеспечивающие его гарантированное включение и выключение.*

В устройствах железнодорожной автоматики и связи используются устройства, в которых управление электромагнитными реле переменного напряжения осуществляется дистанционно через развязывающий индуктивный трансформатор [1,2]. Схема устройства приведена на рис.1, где контакт  $S$  в общем случае может быть контактом управляющей кнопки или схемой на тиристоре или транзисторе, включенными через выпрямительный мост. При разомкнутом состоянии  $S$  развязывающий трансформатор  $TV$  работает в режиме холостого хода, его входное сопротивление велико и напряжение на обмотке реле  $P$  достаточно мало. При замыкании контакта  $S$  трансформатор  $TV$  переходит в режим короткого замыкания и реле  $P$  включается. На вход схемы подается переменное напряжение  $u_c(t) = U_m \sin \omega t$ . Специфической особенностью устройства, определяю-

щей характерные черты его работы, является переменная индуктивность обмотки реле, зависящая от состояния его якоря — отпущенного или притянутого.

Несмотря на относительную простоту устройства, его гарантированная работоспособность обеспечивается лишь при определенных сочетаниях параметров схемы. Целью работы является анализ процессов работы устройства и определение областей его устойчивой работы при вариации характеристик элементов.

Временные диаграммы работы устройства приведены на рис.2, где обозначения соответствуют электрическим параметрам:  $u_p$  — напряжение на обмотке реле  $P$ ;  $L_p$  — индуктивность его обмотки;  $i_p$  — ток, протекающий в цепи первичной обмотки  $w_1$  трансформатора  $TV$  и обмотки реле. Временным

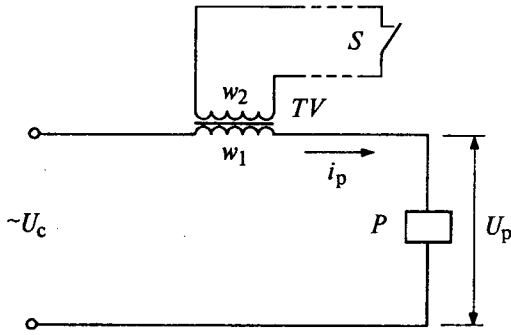


Рис.1. Схема устройства с дистанционно управляемым реле P

интервалам  $t \in [0 \dots t_{(3)}]$  и  $t > t_{(p)}$  соответствует разомкнутое состояние контакта  $S \rightarrow (S_{(p)})$ , а  $t \in [t_{(3)} \dots t_{(p)}]$  — замкнутое  $\rightarrow (S_{(3)})$ .

Допустим, что индуктивности рассеяния обмоток трансформатора TV пренебрежимо малы и примем, что для схемы рис.1 ток  $i_p$  и напряжение  $u_p$  в общем случае определяются

$$i_p = \frac{U_c}{z_r + z_p}; \quad (1)$$

$$u_p = \frac{U_c}{1 + \frac{z_r}{z_p}}, \quad (2)$$

где  $U_c$  — действующее значение напряжения  $u_c(t)$ ;  $z_r$  — входные сопротивления трансформатора TV со стороны обмотки  $w_1$ , которые для разомкнутого и замкнутого состояния контакта  $S$ , соответственно, находятся из выражений

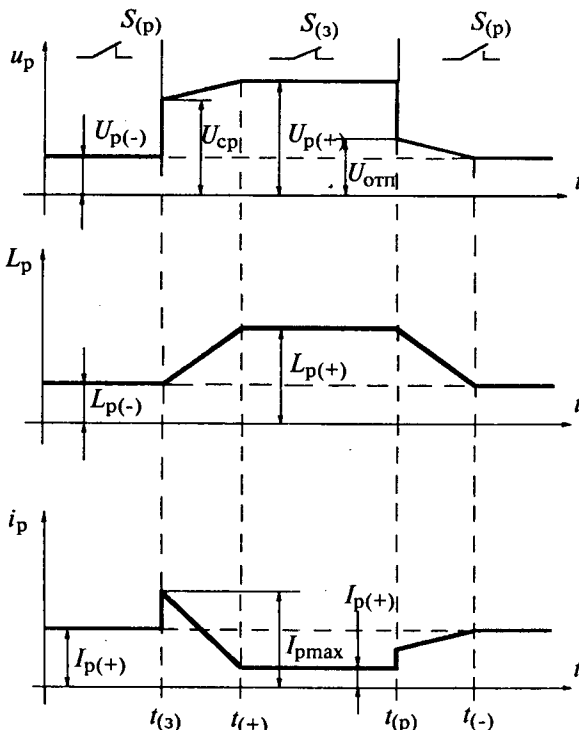


Рис.2. Временные диаграммы работы устройства

$$z_{r(p)} = \omega L_\mu; \quad (3)$$

$$z_{r(3)} = \frac{R_2 n^2 \omega L_\mu}{\sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_\mu^2}}, \quad (4)$$

$L_\mu$  — индуктивность намагничивания TV, измеренная со стороны обмотки  $w_1$ ;  $R_2$  — суммарное сопротивление вторичной обмотки  $w_2$  трансформатора и контакта  $S$  (суммарное сопротивление вторичной цепи устройства);  $n = w_1/w_2$  — коэффициент трансформации TV.

Полное сопротивление обмотки реле определяется из выражения

$$z_p = \sqrt{R_p^2 + \omega^2 L_p^2}, \quad (5)$$

которое может принимать два значения:  $z_{p(-)}$  и  $z_{p(+)}$  при подстановке в него  $L_{p(-)}$  и  $L_{p(+)}$ , равных индуктивностям обмотки реле при отпущенном и притяннутом состоянии его якоря соответственно;  $R_p$  — активное сопротивление обмотки реле.

Для установившихся процессов после размыкания и замыкания контакта  $S$  напряжения на обмотке реле (см. рис.2), найденные из (2) после подстановки в него выражений (3)—(5), определяются

$$U_{p(-)} = \frac{U_c}{1 + \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{\omega^2 \tau_{\mu 1}^2} + \frac{1}{\delta_{L(-)}^2}}}}; \quad (6)$$

$$U_{p(+)} = \frac{U_c}{1 + \delta_R \sqrt{\left(1 + \frac{1}{\omega^2 \tau_{\mu 2}^2}\right) \left(1 + \omega^2 \tau_{p(+)}^2\right)}}, \quad (7)$$

где  $\tau_{\mu 1} = L_\mu / R_p$  — первая условная постоянная времени электрической цепи схемы;  $\delta_{L(-)} = L_\mu / L_{p(-)}$  — относительная индуктивность обмотки реле при отпущенном состоянии его якоря;  $\delta_R = R_p / R_2 n^2$  — относительное сопротивление цепи;  $\tau_{\mu 2} = L_\mu / R_2 n^2$  — вторая условная постоянная времени цепи;  $\tau_{p(+)} = L_{p(+)} / R_p$  — постоянная времени реле при притяннутом состоянии его якоря.

Уравнение (6) определяет уменьшение напряжения  $U_{p(-)}$  при увеличении относительной индуктивности  $\delta_{L(-)}$ , так как в схеме происходит соответствующее перераспределение между падениями напряжений на обмотке  $w_1$  и обмотке реле при одинаковом протекающем через них токе. Очевидно, что при разомкнутом состоянии контакта  $S$  для снижения напряжения  $U_{p(-)}$ , которое в идеальном случае должно быть равно нулю, требуется увеличение индуктивности  $L_\mu$ . В пределе при  $L_\mu = \infty$  получим, что  $\delta_L = \infty$  и  $\tau_{\mu 1} = \infty$ , и  $U_{p(-)} = 0$ . Однако при этом необходимо учитывать, что увеличение  $L_\mu$  повышает материалоемкость трансформатора TV и ухудшает его массогабаритные характеристики.

Закономерности изменения напряжения  $U_{p(+)}$ , описываемые выражением (7), более сложны, так как в соответствии со схемой рис.1, на этапе времени замкнутого состояния контакта  $S$  параллельно

индуктивности намагничивания  $L_\mu$  подключается сопротивление  $R_2 n^2$ . При ранее, из (6), определенной индуктивности  $L_\mu$  критичный случай, когда  $U_{p(+)} = U_c$ , будет иметь место при  $\delta_R = \infty$ , что соответствует  $R_2 n^2 = 0$ . Таким образом, для увеличения напряжения на реле при замкнутом состоянии контакта  $S$  требуется уменьшение сопротивления вторичной цепи трансформатора  $TV$ . Эта же цель достигается при уменьшении коэффициента его трансформации, однако при этом увеличивается напряжение на контакте  $S$ , что снижает электробезопасность схемы при высоких, например 220 В, напряжениях  $U_c$ , так как возможно прикосновение обслуживающего персонала к контакту  $S$ .

Выражения (6) и (7) позволяют произвести практический расчет напряжений на реле  $P$  при разомкнутом и замкнутом состояниях контакта  $S$ . Однако, если сопротивление  $R_p$  конкретно определено при выборе или задании типа реле, то остальные параметры элементов схемы однозначно не определены, могут иметь варианты значения и существенно влияют на работоспособность устройства.

Индуктивность  $L_p$  является переменной функцией, зависящей от положения якоря реле — отпущенного или притянутого. Эти два параметра, соответствующие индуктивностям  $L_{p(-)}$  и  $L_{p(+)}$ , обычно не задаются в нормативных документах. Вместе с этим, в зависимости от конструкции реле отношение  $L_{p(+)} / L_{p(-)}$  может быть велико и практически лежит в пределах 2—4 и более.

При разомкнутом и замкнутом состояниях контакта  $S$  напряжения на реле  $P$  должны строго соответствовать следующим значениям:

$$U_{p(-)} \leq U_{отп}; \quad U_{p(+)} \geq U_{ср}, \quad (8)$$

где  $U_{отп}$  и  $U_{ср}$  — нормированные напряжения отпущения и срабатывания реле  $P$  соответственно.

При разомкнутом состоянии контакта  $S$  минимальное значение индуктивности намагничивания  $TV$ , при котором обеспечивается первое из условий (8), определяется

$$L_{\mu(p)} \geq \frac{1}{\omega} (\delta_{отп} - 1) \sqrt{R_p^2 + \omega^2 L_{p(-)}^2}, \quad (9)$$

где  $\delta_{отп} = U_c / U_{отп}$  — относительное напряжение отпущения реле.

Из (9) видно, что для реле с более высокими значениями сопротивления  $R_p$  и индуктивности  $L_p$  требуются большие значения индуктивности  $L_\mu$ , что определяет увеличение числа витков  $TV$  или повышение размеров и массы его магнитопровода. Поэтому наиболее целесообразным является использование сердечника трансформатора с максимальной магнитной проницаемостью. С другой стороны, снижение индуктивности  $L_\mu$  может быть достигнуто при использовании реле с меньшими  $R_p$  и  $L_p$ .

Уравнение (9) для обобщенных параметров схемы, принятых в (6) и (7), имеет следующий вид:

$$\tau_{\mu(p)} \geq \frac{1}{\omega} (\delta_{отп} - 1) \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{p(-)}^2}, \quad (10)$$

где  $\tau_{p(-)} = L_{p(-)} / R_p$  — постоянная времени реле при отпущенном состоянии его якоря.

Как видно из временных диаграмм на рис.2, процесс перехода устройства из выключенного состояния реле во включенное состоит из двух характерных моментов времени.

Первый из них (момент времени  $t_{(3)}$  временных диаграмм рис.2) характеризуется замкнутым состоянием контакта  $S$  и отпущенным состоянием якоря реле. При этом напряжение на обмотке реле скачкообразно увеличивается и достигает значения  $U_{ср}$ , но якорь реле пока отпущен, и индуктивность его обмотки равна  $L_{p(-)}$ . Ток  $i_p$  также скачкообразно увеличивается до  $I_{p\max}$ .

Второй момент времени —  $t_{(4)}$ , характеризуется притянутым состоянием якоря реле и увеличенным значением индуктивности  $L_{p(+)}$  и уменьшенным значением тока через реле  $I_{p(+)}$ .

На последующем интервале времени  $t \in \{от t_{(4)} до t_{(p)}\}$  напряжение на реле не изменяется и стремится  $U_{p(+)} \rightarrow U_{раб}$ , где  $U_{раб}$  — нормированное значение рабочего напряжения реле.

Для первого характерного момента времени из (2)—(5) можем получить значение индуктивности  $L_\mu$ , при котором будет выполняться второе условие выражения (8):

$$L_{\mu(31)} \leq \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{(\delta_{ср} - 1)^2 (R_p^2 + \omega^2 L_{p(-)}^2)} - \frac{1}{R_2^2 n^4}}}, \quad (11)$$

где  $\delta_{ср} = U_c / U_{ср}$  — относительное напряжение срабатывания реле  $P$ .

Если индуктивность намагничивания  $L_\mu$  ранее определена в результате расчета по уравнениям (9) или (10), то требуемые для выполнения второго условия выражения (8) значения сопротивления  $R_2$  или коэффициента трансформации  $n$  находятся из одного из двух взаимосвязанных уравнений

$$R_{2(3)} \leq \frac{1}{n^2} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{(\delta_{ср} - 1)^2 (R_p^2 + \omega^2 L_{p(-)}^2)} - \frac{1}{\omega^2 L_\mu^2}}}; \quad (12)$$

$$n_{(3)} \leq \sqrt{\frac{1}{R_2} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{(\delta_{ср} - 1)^2 (R_p^2 + \omega^2 L_{p(-)}^2)} - \frac{1}{\omega^2 L_\mu^2}}}}. \quad (13)$$

Выражения (11)—(13) дают возможность определить требуемые значения  $L_\mu$ ,  $R_2$  и  $n$ , которые обеспечат включение реле при замыкании контакта  $S$ . При этом найденная из (11) индуктивность должна удовлетворять неравенству

$$L_{\mu(31)} > L_{\mu(p)}, \quad (14)$$

где  $L_{\mu(p)}$  — находится из (9).

На рис.3 приведены результаты расчета функции (11) для двух значений относительного напряжения срабатывания:  $\delta_{ср1} = 1,222$  (соответствует  $U_{ср1} = 180$  В и  $U_c = 220$  В) и  $\delta_{ср2} = 1,8333$  (соответствует  $U_{ср} = 120$  В и  $U_c = 220$  В) при следующих значениях переменных:  $f = 50$  Гц;  $R_p = 2$  кОм;  $L_p = 10$  Гн. Кроме того, на графике нанесена прямая линия,



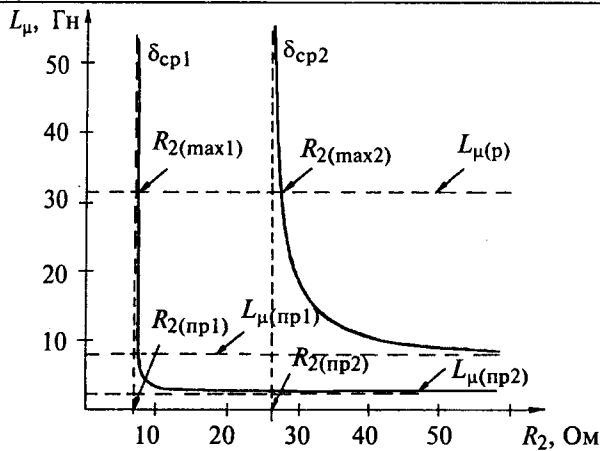


Рис.3. График зависимости индуктивности намагничивания  $L_{\mu}$  трансформатора при изменении сопротивления вторичной цепи  $R_2$  трансформатора

соответствующая расчету точки  $L_{\mu(p)}$  по выражению (9) при  $\delta_{отп} = 2,166$  (соответствует  $U_{отп} = 60$  В и  $U_c = 220$  В) и тех же значениях остальных параметров.

Анализ графика рис.3 определяет следующие основные закономерности поведения функции (11) в диапазоне изменения практических значений параметров схемы устройства.

Так как функция (11) представляет собой радикал, то область её действительных значений лежит в диапазоне только положительных значений подкоренного выражения, которые определяются

$$R_2 \geq \frac{(\delta_{ср} - 1)}{n^2} \sqrt{(R_p^2 + \omega^2 L_{p(-)}^2)}. \quad (15)$$

Невыполнение неравенства (15), когда получаемое значение функции (11) становится мнимым числом, означает, что при любом достаточно большом значении индуктивности  $L_{\mu}$  трансформированное из вторичной обмотки сопротивление  $R_2$  всегда обеспечит напряжение  $U_{ср}$ , необходимое для включения реле  $P$  при замкнутом состоянии контакта  $S$  и заданном значении индуктивности  $L_{p(-)}$ . Когда (15) превращается в равенство, то из (11) получим:  $L_{\mu(s1)} = \infty$ , что соответствует предельному значению  $R_2 = R_{2(пр)}$ . Проведенные на графике рис.3 прямые линии, являющиеся асимптотами приближения функции (11) к  $L_{\mu} = \infty$ , численно для принятых значений переменных соответствуют:  $R_{2(пр1)} = 6,995$  Ом и  $R_{2(пр2)} = 26,233$  Ом.

Другими асимптотами, к которым стремится функция (11) при  $R_2 = \infty$ , являются прямые линии, соответствующие точкам

$$L_{\mu(пр)} = \frac{(\delta_{ср} - 1)}{\omega} \sqrt{(R_p^2 + \omega^2 L_{p(-)}^2)}. \quad (16)$$

Для рассматриваемого момента времени  $t_{(3)}$  реле будет включаться, если сопротивление не превышает значения, определенного из (12) при подстановке в него значения индуктивности, найденного из (9). После соответствующих преобразований получим следующее выражение для нахождения максималь-

ных значений этого сопротивления, которые на графике рис.3 обозначены как  $R_{2(max1)}$  и  $R_{2(max2)}$ :

$$R_{2(max)} \leq \frac{1}{n^2} \sqrt{\frac{R_p^2 + \omega^2 L_{p(-)}^2}{(\delta_{ср} - 1)^2 - (\delta_{отп} - 1)^2}}. \quad (17)$$

Как видно из (17), при прочих равных условиях, для увеличения максимально допустимого  $R_{2(max)}$  требуется иметь реле с возможно большей разницей между  $\delta_{ср}$  и  $\delta_{отп}$ , т.е. между напряжениями  $U_{ср}$  и  $U_{отп}$ . Очевидно также, что  $R_{2(max)}$  будет расти при увеличении как активного сопротивления, так и индуктивности обмотки реле  $P$ , что определяет тот факт, что для менее мощных реле возможно использование больших сопротивлений  $R_2$ . Однако необходимо учитывать, что увеличение  $R_p$  или  $L_p$  потребует, как это видно из (9), повышения индуктивности  $L_{\mu}$ . Увеличение коэффициента трансформации  $n$  приводит к квадратичному уменьшению значений  $R_{2(max)}$ .

Для интервала времени  $t \in [t_{(+)} \dots t_{(p)}]$ , когда якорь находится в притянутом состоянии, по аналогии с (11) может быть получено следующее выражение для определения индуктивности

$$L_{\mu(+)} \leq \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{(\delta_{ср} - 1)^2 (R_p^2 + \omega^2 L_p^2)} - \frac{1}{R_2^2 n^4}}}. \quad (18)$$

Так как после включения реле  $P$  индуктивность его обмотки увеличивается и становится равной  $L_{p(+)}$ , а сопротивление  $z_T$  остается неизменным, то напряжение на реле по отношению к предыдущим интервалам времени увеличивается и оно гарантированно останется во включенном состоянии. Поэтому проверочного расчета индуктивности  $L_{\mu}$  по уравнению (12) выполнять не требуется.

Этап времени размыкания контакта  $S$  характеризуется следующими изменениями напряжения.

В первый характерный момент времени ( $t_{(p)}$  временных диаграмм на рис.2) напряжение на реле скачком уменьшается до  $U_{отп}$ , но его якорь остается в притянутом состоянии, поэтому индуктивность обмотки реле остается равной  $L_{p(+)}$ .

После того как начнется процесс отпущения якоря реле (интервал времени  $t \in [t_{(p)} \dots t_{(-)}]$  на временных диаграммах рис.2) индуктивность  $L_p$ , а значит, и сопротивление  $z_p$  уменьшатся. Так как сопротивление  $z_T$ , определяемое выражением (3), остается неизменным, то напряжение  $U_p$  будет продолжать уменьшаться до тех пор, пока якорь реле не отпустится полностью (второй характерный момент времени  $t_{(-)}$ ).

Далее при  $t > t_{(-)}$  напряжение на обмотке реле не изменяется и его значение находится из выражения (6).

Сопротивление  $R_2$  и значение коэффициента трансформации  $n$  трансформатора  $TV$  взаимосвязаны между собой и однозначный расчет любого из этих параметров не может быть определен выражениями (12) и (13). Критерием выбора параметра  $n$ ,

определяющего при дальнейшем расчете значение сопротивления  $R_2$ , служит электробезопасность управляющей цепи устройства: наличие нормированного, равного  $U_{2\max}$ , напряжения на контакте  $S$  при его разомкнутом состоянии. С учетом (6) коэффициент трансформации для обеспечения заданного значения  $U_{2\max}$

$$n = \frac{U_c}{U_{2\max}} \left( 1 - \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{1}{\omega^2 \tau_{\mu 1}^2} + \frac{1}{\delta_{L(-)}^2}}} \right). \quad (19)$$

Значения токов, протекающих в схеме, определяются следующими соображениями. На временном интервале  $t \in [0 \dots t_{(3)}]$  или  $t > t_{(-)}$  разомкнутого состояния контакта  $S$  среднее значение тока, протекающего через обмотку реле, определяется напряжением  $U_{p(-)}$  и

$$I_{p(-)} = \frac{U_c}{R_p \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{p(-)}^2} \left( 1 + \sqrt{\frac{1}{\omega^2 \tau_{\mu 1}^2} + \frac{1}{\delta_{L(-)}^2}} \right)}, \quad (20)$$

где  $\tau_{p(-)} = L_{p(-)} / R_p$  — постоянная времени реле при отпущенном состоянии его якоря.

Максимальное значение тока, соответствующее моменту времени  $t_{(3)}$ ,

$$I_{p\max} = \frac{U_{cp}}{R_p \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{p(-)}^2}} \quad (21)$$

и не зависит от напряжения  $U_c$ , а определяется, при прочих равных условиях, напряжением срабатывания реле  $U_{cp}$ .

На интервале времени  $t \in [t_{(+)} \dots t_{(p)}]$  притянутого состояния якоря ток через обмотку реле

$$I_{p(+)} = \frac{U_c}{R_p \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{p(+)}^2} \left[ 1 + \delta_R \sqrt{\left( 1 + \frac{1}{\omega^2 \tau_{\mu 2}^2} \right) (1 + \omega^2 \tau_{p(+)}^2)} \right]}. \quad (22)$$

## Выводы

1. Выполненный анализ работы показал, что устройство управления электромагнитным реле переменного напряжения с дистанционным управлением обладает рядом особенностей. К первой из них следует отнести критичность областей устойчивой работы устройства к значениям индуктивности намагничивания  $L_{\mu}$  развязывающего трансформатора  $TV$ , сопротивления его вторичной цепи  $R_2$  и коэффициента трансформации  $n$ . Наличие переменной, зависимой от положения якоря, индуктивности  $L_p$

обмотки реле  $P$  усложняет процессы работы устройства при переходе его из выключенного состояния реле во включенное и определяет присутствие в схеме импульса тока  $I_{p\max}$  в обмотке реле увеличенной, по отношению к установившимся процессам работы, амплитуды. Полученные уравнения позволяют рассчитать основные характеристики схемы и параметры её элементов.

2. Области применения анализируемой схемы дистанционного управления электромагнитным реле не ограничиваются специализированными устройствами железнодорожной автоматики, телемеханики и связи. В настоящее время рассматривается возможность её использования в охранных устройствах сигнализации о несанкционированном проникновении в служебные помещения. В этом случае тревожными датчиками служат последовательно или параллельно включенные контакты  $S$ . Их кратковременное замыкание или размыкание включает или выключает реле  $P$ , которое затем встает на самоблокировку через свой контакт. В зависимости от схемотехники охранный прибор может быть реализован как с нормально замкнутыми охранными контактами  $S_1-S_p$ , так и с нормально разомкнутыми. Преимуществом подобных охранных устройств является их простота, дешевизна и возможность использования имеющихся, зачастую, в достаточном количестве морально и физически устаревших электромагнитных элементов, которые заменяются в настоящее время современными электронными устройствами.

## Список литературы

1. Талалаев В.И., Щиголов С.А., Сергеев Б.С. Устройство счета осей // Железнодорожный транспорт. 1999. №5. С.29—31.
2. Щиголов С.А., Сергеев Б.С. Анализ работы электромагнитного путевого датчика ДПЭП // Электротехника. 2000. №7. С.41—46.

**Сергеев Борис Сергеевич** — профессор кафедры электроники Уральского государственного университета путей сообщения (УрГУПС). В 1964 г. закончил электротехнический факультет Уральского электромеханического института инженеров железнодорожного транспорта по специальности "Автоматика, телемеханика и связь". В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию по вопросам преобразовательной техники в Ленинградском институте точной механики и оптики (ЛИТМО). В 1993 г. защитил докторскую диссертацию по проблемам силовой электроники в МЭИ. Заслуженный изобретатель РСФСР.

**Наговицын Виктор Викторович** — аспирант кафедры электроники УрГУПС. В 1998 г. закончил электротехнический факультет УрГУ ПС по специальности "Автоматика, телемеханика и связь".

# Стратегия управления потребителями — регуляторами реактивной мощности<sup>1</sup>

ШКЛЯРСКИЙ Я.Э.

Многоступенчатость напряжений электрических сетей горных предприятий (ГП), их большая протяженность, концентрация нагрузки большой мощности в конце радиальных линий, территориальная рассредоточенность нагрузки в трех координатах, сочетания воздушных и кабельных линий — все это приводит к достаточно большому удельному весу реактивной мощности.

Оплата за реактивную мощность предусматривает систему скидок и надбавок, учитывающую поддержание реактивной мощности на договорных уровнях в различные периоды суток. Отсюда актуальность проблемы регулирования реактивной мощности с помощью комплекса потребителей — регуляторов мощности (П-РМ), включающих: энергоемкие электроприемники; технические средства и программы, обеспечивающие анализ фактических, планирование и формирование заданных режимов электропотребления.

Поскольку регулирование реактивной мощности (РМ), по сравнению с регулированием активной мощности (АМ), имеет ряд особенностей (наличие конденсаторных батарей, возможность регулирования с помощью изменения уровней напряжения и др.), то подход к потребителям—регуляторам реактивной мощности (П-РРМ), как средству уплотнения суточных графиков нагрузки энергосистемы, должен формироваться на основе концепции, учитывающей эти особенности.

При разработке концепции необходимо учитывать тот факт, что на современном этапе на ГП отсутствует единый центр взаимодействия по всем направлениям, позволяющий оптимально регулировать РМ предприятия в целом. Поэтому необходимо предусмотреть, что регулирование может быть осуществлено по трех- или четырехуровневым системам, применяемым в настоящее время в мировой практике.

Ниже предлагается изложение концепции системного подхода к компенсации РМ с использованием П-РРМ при заданных технологических и организационных ограничениях по режимам электропотребления с целью решения задачи уплотнения графика РМ энергосистемы и определения стратегии регулирования. Концепция основана на анализе параметров и режимов работы электротехнических комплексов ГП. При разработке концепции использован системный подход, включающий определение места П-РРМ в комплексе П-РМ и их классификацию, учет их связей с технологическим и организационным процессами ГП, учет физических и собственных технологических свойств П-РРМ и учет их взаимосвязи в процессе формирования графика нагрузки по РМ.

В качестве П-РРМ на ГП могут быть использованы следующие электроприемники:

- асинхронные двигатели (АД);
- синхронные двигатели (СД);
- синхронные компенсаторы (СК);
- конденсаторные установки (КБ);
- фильтрокомпенсирующие устройства (ФКУ).

Основные виды воздействий, которые могут изменить РМ указанных электроприемников, показаны в таблице.

№	Тип воздействия	Вид П-РРМ			
		КБ	СД	АД	ФКУ
1	Включение, выключение	+	+	+	
2	Регулирование напряжения	+	+	+	+
3	Ток возбуждения		+		
4	Регулирование нагрузки		+	+	

На основе анализа режимов работы П-РМ в условиях ГП были установлены их свойства в процессе регулирования РМ. Выявленные свойства позволили определить аналитические выражения для вычисления глубины регулирования и ее показателя для П-РРМ. Для расчета глубины регулирования по РМ необходимо разделить (в отличие от АМ) сброс РМ и ее наброс. В дальнейшем, глубина регулирования, соответствующая сбросу РМ будет записываться с индексом "+", а набросу — с индексом "—".

В общем виде глубина регулирования в узле нагрузки может быть записана выражением:

$$\begin{aligned}
 G_Q^{+(-)} = & \sum_{i=1}^N a_{1i} (P_i(t) \mu P_i'(t)) + \sum_{i=1}^N a_{2i} (P_i^2(t) \mu P_i'^2(t)) + \\
 & + \sum_{j=1}^K a_{3j} (I_{Bj}(t) \mu I_{Bj}'(t)) + \sum_{j=1}^K a_{4j} (I_{Bj}^2(t) \mu I_{Bj}'^2(t)) + \\
 & + a_5 (U_y(t) \mu U_y'(t)) + a_6 (U_y^2(t) \mu U_y'^2(t)) + \\
 & + \sum_{i=1}^{N,K} a_{7i} (P_i I_{B1}(t) \mu P_i' I_{B1}'(t)) + \sum_{i=1}^N a_{8i} (P_i U_y(t) \mu P_i' U_y'(t)) + \\
 & + \sum_{j=1}^K a_{9j} (I_{Bj} U_y(t) \mu I_{Bj}' U_y'(t)), \quad (1)
 \end{aligned}$$

где  $a_{1i} - a_{9j}$  — коэффициенты статической характеристики узла нагрузки;  $P_i, P_i', I_{Bj}, I_{Bj}', U_y, U_y'$  — соответственно активная мощность, ток возбуждения СД, напряжение узла нагрузки до и после регулирования.

Изменение глубины регулирования для АД, в зависимости от вида воздействия, выглядит следующим образом.

<sup>1</sup> Печатается в порядке обсуждения.

**Отключение — включение нагрузки:**

$$\Gamma_Q^{(-)} = (0 \div 0,95) Q_n, \quad (2)$$

где  $\Gamma_Q$  — глубина регулирования;  $Q_n$  — номинальная РМ;

**регулирование нагрузки:**

$$\Gamma_Q^{(+)} = 0; \quad (3)$$

**регулирование напряжения:**

$$\Gamma_Q^{(+)} = (0 \div 0,5) Q_n. \quad (4)$$

Отсюда следует, что при изменении напряжения максимальная глубина регулирования РМ АД может составлять до 50%  $Q_n$ .

Для КБ глубина регулирования может быть выражена следующим образом:

а) нерегулируемая КБ  
батарея включена

$$\Gamma_Q^{(-)} = Q_{CH} \left( \frac{U_K^2}{U_{CH}^2} - \frac{U_f^2}{U_{CH}^2} \right); \quad \Gamma_Q^{(+)} = Q_{CH} \left( \frac{U_K}{U_{CH}} \right)^2; \quad (5)$$

батарея отключена

$$\Gamma_Q^{(-)} = Q_{CH} \left( \frac{U_f}{U_{CH}} \right)^2; \quad \Gamma_Q^{(+)} = 0, \quad (6)$$

где  $Q_{CH}$ ,  $U_{CH}$  — соответственно, номинальные мощность и напряжение КБ;  $U_K$  — напряжение до регулирования;  $U_f$  — напряжение после регулирования;

б) регулируемая (секционированная) КБ  
батарея включена

$$I_Q^{(-)} = Q_{CH.o} K_f - Q_{CH.c} K_K, \quad I_Q^{(+)} = Q_{CH.c} K_K, \quad (7)$$

где  $Q_{CH.o}$  — полная мощность КБ;  $Q_{CH.c}$  — мощность отключаемых секций КБ;

$$K_f = \left( \frac{U_f}{U_{CH}} \right)^2; \quad K_K = \left( \frac{U_K}{U_{CH}} \right)^2; \quad (8)$$

батарея отключена

$$I_Q^{(-)} = Q_{CH.o} K_f; \quad I_Q^{(+)} = 0. \quad (9)$$

Исходя из значений допустимых уровней напряжения, максимальная глубина регулирования КБ может составлять 118% ее номинальной мощности.

Известно, что РМ синхронного двигателя может достигать  $Q_{CD.cmk} = 1,1 P_{CD.n}$ , отсюда максимальная глубина регулирования для СД

$$\Gamma_Q^{(+)} \approx 1,6 P_{CD}. \quad (10)$$

Что касается ФКУ, то учитывая необходимость его постоянного включения, регулирование может осуществляться только изменением напряжения:

$$\Gamma_Q^{(+)} \approx Q_{ФКУ.n} \left( \frac{U_K^2}{U_n^2} - \frac{U_f^2}{U_n^2} \right), \quad (11)$$

где  $Q_{ФКУ.n}$  — номинальная мощность ФКУ.

Анализ выражений (1)–(11) показал, что путем изменения напряжения и тока возбуждения СД воз-

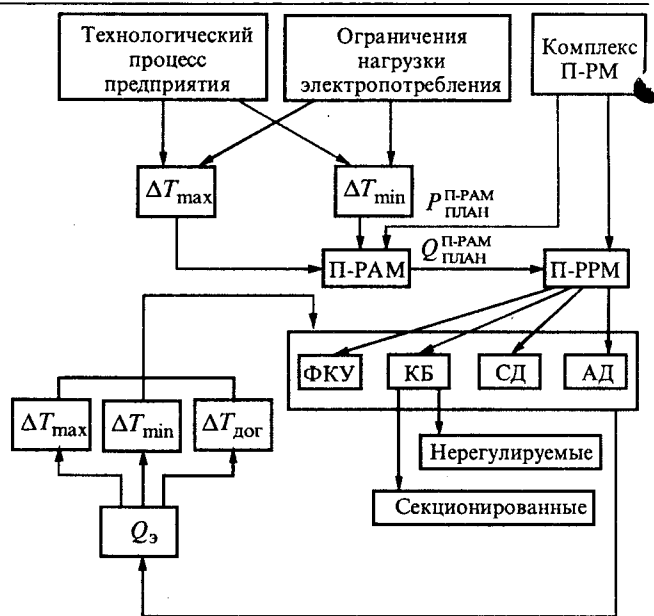


Рис.1. Блок-схема иллюстрации концепции

можно изменение РМ (сброс или наброс) в узле нагрузки в пределах 100% от текущего значения РМ. В этом случае, учитывая относительно слабую зависимость АМ от напряжения [1], что подтверждается в условиях работы горнодобывающей промышленности, можно заключить: регулирование РМ узла нагрузки до необходимого (заданного) уровня возможно осуществлять без регулирования АМ электроприемников. Этот существенный вывод положен в основу концепции регулирования РМ. Иллюстрация концепции, с учетом изменений в технологическом процессе предприятия и ограничения электропотребления представлена блок-схемой на рис.1. На схеме показана взаимосвязь потребителей — регуляторов активной и реактивной мощности. Плановое значение АМ будет соответствовать прогнозируемому значению РМ потребителей-регуляторов. Очевидно, что эта связь касается только АД и СД.

Для изменения прогнозного значения РМ ( $Q_{прогн}^{П-РРМ}$ ) в различные интервалы времени суток ( $\Delta T_{max}$  — максимум,  $\Delta T_{min}$  — минимум энергосистемы,  $\Delta T_{дог}$  — договорной интервал времени суток) с целью достижения заданного уровня РМ ( $Q_3$ ) необходимо регулирование П-РРМ с учетом их функциональных возможностей в темпе производственного процесса ГП. Для выявления таких возможностей необходимо классифицировать П-РРМ. Ниже предложена методология классификации П-РРМ с учетом ранее приведенных выводов и применяемой в настоящее время классификации потребителей-регуляторов АМ [2]:

1. По принципу управления:
  - а) автоматическое (косвенное, прямое);
  - б) автоматизированное (в диалоговом режиме, в режиме советчика);
  - в) ручное.
2. По виду регулируемых показателей:
  - а) одноцелевые;
  - б) многоцелевые.

3. По длительности формирования управляющих воздействий:

а) длительность реализации управляющих воздействий не превышает длительности формирования управляющего воздействия соответствующими техническими средствами;

б) длительность реализации управляющих воздействий превышает технические возможности средств управления.

4. По длительности использования регулирующих воздействий:

а) длительность использования регулирующего воздействия  $\Delta t$  больше периода контроля показателей ( $\Delta T^S$ );

б)  $\Delta T \leq \Delta t \leq \Delta T^S$ , где  $\Delta T$  — промежуток усреднения показателей;

в)  $\Delta t < \Delta T^S$ .

5. По значению показателя глубины регулирования ( $PX$ ):

а)  $PX = PX_{\min}$ ;

б)  $PX_{\min} < PX < PX_{\max}$ ;

в)  $PX = PX_{\max}$ ;

где  $PX_{\min}$ ,  $PX_{\max}$  — минимальное и максимальное значения показателя.

6. По эксплуатационно-технологической готовности:

а)  $PX > 0$  (действующие П-РРМ);

б)  $PX = 0$  (потенциальные).

7. По затратам на регулирование ( $З_{\text{рег}}$ ):

а)  $З_{\text{рег}} \approx 0$ ;

б)  $0 < З_{\text{рег}} \leq З_{\text{экс}}$ ;

где  $З_{\text{экс}}$  — эксплуатационные затраты.

Классификация П-РРМ необходима, во-первых, для определения технических возможностей отдельных приемников и возможности выполнять ими функцию регулятора, а во-вторых, для ранжирования П-РРМ в процессе регулирования.

Анализ литературных источников и исследование режимов работы электроприемников на ГП позволил установить, что ранг П-РРМ является многофакторной функцией, которую можно определить следующим образом:

$$PA = f(K_p, t_p, Q_0, Q_p, Q_{\text{ку.п}}, Q_{\text{э}}), \quad (12)$$

где  $K_p$  — критерии ранжирования;  $t_p$  — регламентируемое время;  $Q_0$  — текущее или прогнозное состояние П-РРМ;  $Q_p$  — состояние П-РРМ после регулирования;  $Q_{\text{ку.п}}$  — текущее состояние постоянных источников РМ;  $Q_{\text{э}}$  — экономическое значение РМ.

Учитывая жесткую связь между потребителями — регуляторами активной и реактивной мощности, критерии ранжирования предлагается максимально адаптировать к уже существующим [2], которые, по мнению автора, в большей степени применимы только к потребителям — регуляторам АМ. Критерии расположены по степени важности.

Удельный экономический эффект возможной степени регулирования П-РРМ по  $P$ -показателям, определяется из уравнения:

$$K_1 = \left( \sum_{n=1}^N \mathcal{E}_{\text{Пн}} - \sum_{n=1}^N \mathcal{E}_{\text{Пн}}^* \right) / PX^{\text{П-РРМ}}(P, \Delta T), \quad (13)$$

где  $\mathcal{E}_{\text{Пн}}^*$  — ущерб от регулирования;  $\mathcal{E}_{\text{Пн}}$  — положительный экономический эффект.

Обобщенный показатель глубины регулирования П-РРМ по рассматриваемому показателю режима электропотребления предприятия:

$$K_2 = PX^{\text{П-РРМ}}(P, \Delta T). \quad (14)$$

Удельные приведенные затраты на регулирование рассматриваемого показателя режима электропотребления предприятия:

$$K_3 = \frac{З_p}{PX^{\text{П-РРМ}}(P, \Delta T)}. \quad (15)$$

Длительность реализации регулирующих воздействий на П-РРМ:

$$K_4 = \sum_{j=1}^J \Delta t_j. \quad (16)$$

Длительность формирования регулирующих воздействий на П-РРМ:

$$K_5 = \sum_{k=1}^K \Delta t_k. \quad (17)$$

Длительность перевода в действующие П-РРМ:

$$K_6 = T_{\text{пер}}. \quad (18)$$

Алгоритм метода ранжирования П-РРМ представлен блок-схемой, показанной на рис.2.

Метод ранжирования основан на методике последовательного исключения, при выборе П-РРМ из всего их множества. Отличительной особенностью метода является учет взаимосвязи П-РРМ, учет их состояния и их связь с технологическими параметрами производства посредством АМ, потребляемой П-РРМ.

Учет взаимосвязи П-РРМ определяется на основе критерия  $K_1$ , в котором учитывается как отрицательное, так и положительное влияние рассматриваемого П-РРМ на остальные. Учет состояния П-РРМ с точки зрения возможности его эффективного функционирования определяется критерием  $K_2$ . Связь с технологическими параметрами производства осуществляется на этапе определения прогнозного значения РМ, соответствующего плановому значению П-РРМ.

На основе текущих рангов П-РРМ и координации объемов располагаемой резервной мощности и при условии возможного структурного изменения состава П-РРМ предлагается метод выбора параметров компенсирующих устройств РМ. Алгоритм метода показан на рис.3

$$Q_{\text{П-РРМ}(i+1)} = \left( \sum_{i=1}^I Q_{\text{П-РРМ}i} + \sum_{m=1}^M Q_{\text{ку.п.м}} \right) - Q_{\text{э}}. \quad (19)$$

Сущность метода заключается в следующем: определив на каждом интервале регулирования наибольшую глубину регулирования всех П-РРМ, используя метод ранжирования, по выражению (17) вычисляется дефицит РМ на каждом из интервалов, по которому выбирается соответствующая мощность компенсирующего устройства. Искомой мощностью компенсирующего устройства является максимальная, выбранная из множества интервалов регулирования.

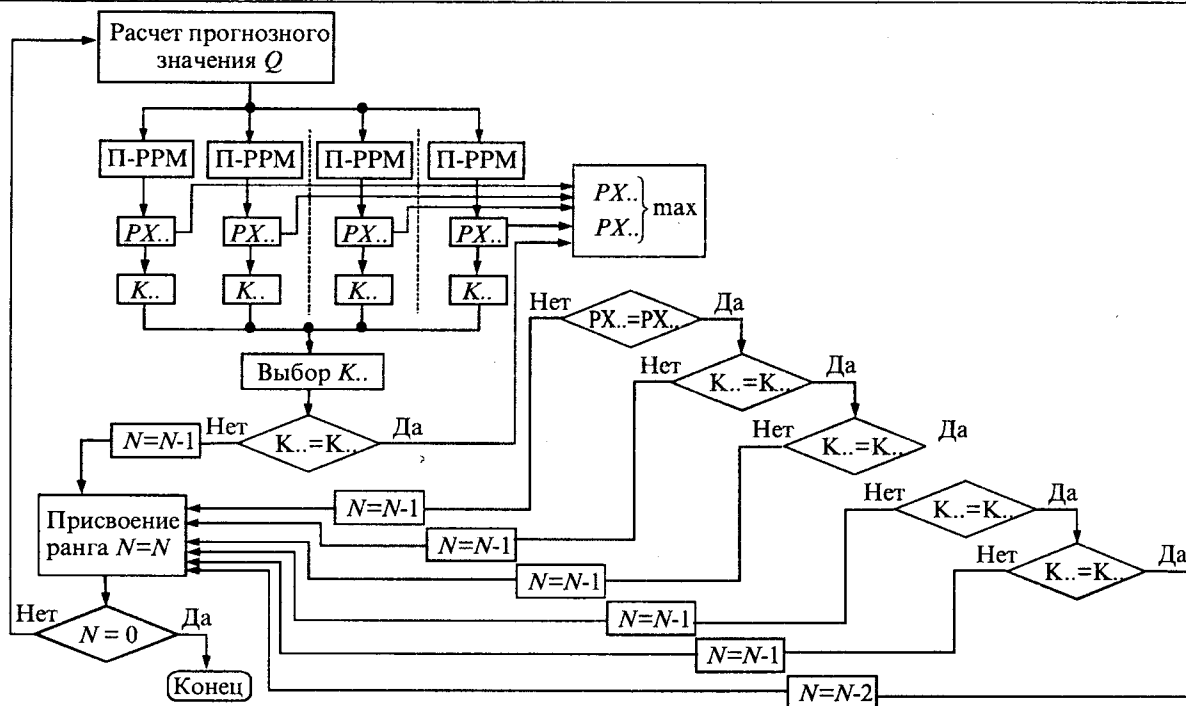


Рис.2. Алгоритм метода ранжирования П-РРМ

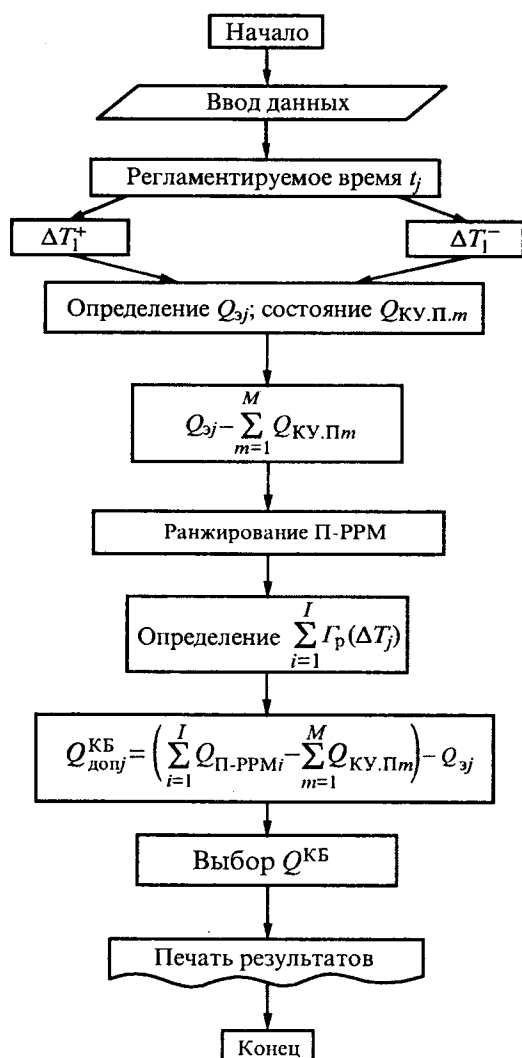


Рис.3. Алгоритм метода выбора параметров компенсирующих устройств РМ

Из изложенного следует, что в основу стратегии регулирования могут быть положены следующие выводы:

1. Определено, что для выявления возможности осуществлять функцию регулятора в темпе технологического процесса П-РРМ должны быть проклассифицированы по методологии, основу которой составляют показатели технических возможностей отдельных приемников относительно их функциональной готовности к регулированию РМ в взаимосвязи с регулированием АМ.

2. Выявлено, что ранг П-РРМ является многофакторной функцией, определяющей взаимосвязь регуляторов в пространственно-временной области. Эту связь можно представить в виде критериев ранжирования, в основу которых положен принцип наибольшей экономической эффективности регулирования мощностью электроприемников в периоды суток, оговоренных с энергосистемой.

3. Метод выбора параметров компенсирующих устройств РМ, основанный на определении текущих рангов П-РРМ при условии возможного структурного изменения состава потребителей—регуляторов мощности в темпе производственного процесса на ГП, позволяет устранить дефицит РМ для контролируемого интервала времени.

#### Список литературы

1. Карпов Ф.Ф., Солдаткина Л.А. Регулирование напряжения в электросетях промышленных предприятий. М.: Энергия, 1970.
2. Хронусов Г.С. Комплексы потребителей—регуляторов мощности на горнорудных предприятиях. М.: Недра, 1989.

Шклярский Ярослав Элиевич — доцент кафедры электротехники и электромеханики Санкт-Петербургского государственного горного института (технического университета), кандидат технических наук.

## Третья международная (XIV Всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу

Третья международная (XIV Всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу, проходившая с 12 по 14 сентября 2001 г. в Нижнем Новгороде, была посвящена широкому кругу научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, проводившихся в последние годы в области электропривода. Конференция была организована Министерством образования РФ, Ассоциацией "Автоматизированный электропривод", Нижегородским государственным техническим университетом, МЭИ (техническим университетом), Уэльским университетом (Великобритания), ОАО "Электропривод", Государственным комитетом по науке и технологиям РФ, Академией электротехнических наук РФ.

Конференция вызвала большой интерес у специалистов, занимающихся вопросами электропривода, и специалистов смежных областей техники (электрические машины, электроника, автоматика, информационно-измерительная техника и т.д.). В ее работе приняло участие около 200 специалистов, представлявших 93 научно-исследовательские и проектно-конструкторские организации, высшие учебные заведения и промышленные предприятия. Ее участники съехались из 52 городов России, стран СНГ и дальнего зарубежья; на конференции были представлены Англия, Австрия, Германия, Голландия, Китай, Чехия, Япония, а также Белоруссия, Казахстан, Узбекистан и Украина.

На пленарных и секционных заседаниях конференции предполагалось заслушать 178 пленарных и стендовых докладов. Доклады были опубликованы в "Трудах конференции", выпущенных к началу ее работы в двух версиях — электронной (на CD-ROM) и бумажной, а свыше трех четвертей намеченных докладов были заслушаны.

Представленные на конференции доклады отражали проблемные вопросы развития теории и практики автоматизированного электропривода на рубеже веков. Примечательно, что значительная часть докладов была представлена совместно несколькими организациями, работающими над решением важнейших проблем электропривода в тесном контакте.

На пленарном заседании конференции были заслушаны основополагающие доклады, которые предопределили направления дальнейшей секционной работы.

В докладе "Электропривод — основа автоматизации технологических процессов (С.К.Козырев, В.Д.Кочетков, Л.Н.Рассудов) были рассмотрены особенности современного этапа развития регулируемого электропривода как силовой основы технологических процессов, варианты одно- и двухуровневых систем управления, поставлены и сформулированы дальнейшие задачи создания и совершенствования электроприводов. Отмечено, что современный период характеризуется интенсивным развитием автоматизации в самых различных отраслях промышленности, что обеспечивается совершенствованием автоматических систем управления технологическими процессами (АСУ ТП). Поскольку регулируемый электропривод является силовой основой АСУ ТП, то и он претерпевает существенные изменения. Преобразователи электрической энергии включают в себя

встроенный специализированный программируемый контроллер с достаточным для решаемых электроприводом задач ресурсом. Наряду с основной задачей — регулирование координат и воспроизведение требуемых законов движения рабочих органов технологических установок — регулируемый электропривод решает задачи связи с оператором и верхним уровнем управления (АСУ ТП), контроля и диагностики как собственно электропривода, так и приводимого им в действие механизма и др.

Подробному анализу применяемых в системах автоматизации технических средств был посвящен доклад Т.В.Ремизевич "Технические средства промышленной автоматизации. Сравнительная характеристика и тенденции развития", в котором были указаны отличительные признаки программируемых логических контроллеров, промышленных компьютеров, промышленных программируемых контроллеров и рассмотрены технические характеристики и особенности применения каждого класса изделий. Все разнообразие микропроцессорных средств, применяемых в электроприводе, было разделено на три группы: *универсальные средства* — изделия стандартного ряда средств промышленной автоматизации, архитектура, аппаратные и программные решения которых не имеют непосредственной ориентации на задачи управления электроприводом; *проблемно-ориентированные средства*, которые специализированы для управления определенными типами электроприводов, но не имеют жесткой привязки к конкретной модели исполнительного устройства; *специализированные средства* — встраиваемые программируемые контроллеры в составе силового регулируемого преобразователя электропривода. Рассмотрены современные технические решения в каждом из указанных классов изделий, тенденции их совершенствования, возможность интеграции изделий каждого класса в промышленные информационные сети, конструктивное исполнение, взаимовлияние апробированных технических решений ПЛК и ПК.

С большим интересом участники конференции встретили доклад В.Я.Беспалова "Электрические двигатели в XXI веке". Генеральным направлением развития этой области науки и техники остается совершенствование существующих и разработка новых типов электрических машин, использующих явление электромагнитной индукции. В массовых сериях асинхронных двигателей общего применения будет увеличиваться доля модификаций и машин специального назначения, с повышенными КПД и коэффициентом мощности, использующих различные способы компенсации реактивной мощности, расширяться область применения специальных конструкций асинхронных двигателей: линейных (плоских и цилиндрических), торцевых, дугостаторных, вибрационно-колебательного движения, с постоянными магнитами на роторе, с внешним ротором, для динамических режимов работы и других. Будет расширяться номенклатура специальных двигателей, прежде всего объединенных с силовой электроникой. Перспективны разработки регулируемых однофазных асинхронных двигателей, вентильно-индукторных, микроминиатюрных

машин, изготавливаемых методами планарной технологии.

Опыт разработок и исследований в области вентильно-индукторного электропривода был изложен в совместном докладе Н.Ф.Ильинского (Россия) и И.Штайнбрунна (Германия) "Перспективы использования вентильно-индукторного электропривода в современных технологиях". Были рассмотрены свойства такого электропривода и характеристики в сопоставлении с традиционным частотно-регулируемым электроприводом, обусловлена перспективность его применения в промышленности и бытовой технике, намечен круг проблем, которые необходимо решить в процессе подготовки нового электропривода к серийному производству.

Коллектив авторов ОАО "Электропривод" (Б.И.Абрамов, А.И.Коган, Б.И.Моцохейн, Б.М.Парфенов, В.М.Пономарев, Т.З.Портной) в своем докладе "Современные концепции построения систем автоматизированного электропривода для электротехнических комплексов горных машин и буровых установок" поделился опытом комплексной разработки систем электропривода и объединения усилий ряда предприятий электротехнической отрасли при создании электротехнических комплексов и комплексной поставке электрооборудования в соответствии с единой концепцией построения современных электротехнических комплексов для различных промышленных объектов и производства унифицированных средств электропривода. Реализация концептуального подхода к построению систем автоматизированного электропривода была показана на примере электротехнических комплексов для буровых установок и других горных машин, поскольку в ближайшее время намечается многократное увеличение спроса на оборудование для открытых горных работ (экскаваторов, буровых станков и др.) и нефтяной и газовой промышленности. Кроме того, горные машины и механизмы относятся к группе автономных механизмов, для которых оптимальная разработка электротехнических комплексов наиболее эффективна, поскольку в силу их автономного характера рациональное сочетание всех систем, входящих в комплекс, оказывает решающее влияние на конструкцию механизмов в целом и их эксплуатационные показатели; одной из характерных особенностей таких комплексов является наличие автономных систем электроснабжения соизмеримой мощности или слабых промышленных и карьерных сетей и тяжелые условия эксплуатации (экстремальные климатические и механические воздействия, отдаленность ремонтных баз, отсутствие квалифицированных электриков в обслуживающем персонале), что требует создания специфических видов или исполнений электрооборудования.

На конференции работало пять секций: "Теоретические вопросы электропривода", "Средства и элементы управления электроприводом", "Электропривод в системах управления технологическими процессами", "Энерго- и ресурсосбережение средствами электропривода", "Электропривод автономных объектов. Интегрированные электромеханические устройства". Подготовке инженерных и научных кадров по специальности 180400 "Электропривод и автоматика промышленных установок" было посвящено проведенное в рамках конференции заседание научно-методического совета.

Секция "Теоретические вопросы электропривода" сосредоточила основное внимание на особенностях систем управления и путях оптимизации электроприводов. В числе основных можно отметить вынесенные на пленарное

заседание секции доклады: "Оптимизация силовых следящих электроприводов с помощью фаззи-регуляторов" (В.М.Терехов, Е.С.Владимиров), "Унификация режимов и алгоритмов управления компьютеризированными электроприводами в соответствии с технологическими функциями" (М.П.Белов, В.А.Новиков, Л.Н.Рассудов), "Системы прямого цифрового управления в асинхронном электроприводе" (А.Е.Козярук), "Особенности построения системы прямого управления моментом асинхронного двигателя с адаптивным наблюдателем" (И.Я.Браславский, З.Ш.Ишматов, Е.И.Барац), "Альтернативный метод определения постоянной времени ротора при векторном управлении асинхронными электродвигателями" (Дж.Л.Дуарте, Е.Ломонова), "Метод непрерывного модального управления в задачах анализа и синтеза следящих электроприводов" (Ю.М.Максимов). Ряд докладов был посвящен управляемым электроприводам переменного тока и проблемам следящего электропривода.

Архитектура систем управления асинхронными электродвигателями, в том числе с использованием цифровых микроконтроллеров занимала центральное место в работе секции "Средства и элементы управления электроприводом". С большим интересом были встречены доклады "Преобразователи частоты серии СМ-400 с микропроцессорной системой управления" (В.В.Панкратов, А.П.Усачев, А.В.Городейчик), "Принципы построения микропроцессорных регуляторов асинхронных электроприводов" (О.В.Крюков, В.В.Марков, К.П.Слядзевская, А.Б.Дарьенков), "Комплектные асинхронные электроприводы с преобразователями частоты нового поколения" (А.Г.Иванов), "Бездатчиковый привод с вентильно-индукторным электродвигателем на базе цифровых сигнальных процессоров фирмы "Моторола" (Р.Вишинка), "Серия модульных микропроцессорных систем управления преобразователями частоты на базе сигнальных микроконтроллеров фирмы "Тексас Инструментс" (В.Ф.Козаченко, Н.А.Обухов, А.С.Анучин), "Унифицированная серия бесконтактных пускателей 5-600 А" (Е.Л.Брагилевский, В.А.Гофман, В.В.Колин, А.В.Лесниковский, С.А.Швец). Отметим, что последний доклад, как и ряд стендовых докладов по бесконтактным пускателям, был посвящен разработкам, освоенным в серийном производстве.

По новым разработкам в области систем автоматизированного электропривода на секции "Электропривод в системах управления технологическими процессами" было заслушано 24 доклада. Секция сосредоточила внимание, главным образом, на регулируемых электроприводах переменного тока в различных отраслях промышленности. На пленарном заседании состоялись доклады "Серия модульных тиристорных преобразователей ПТЭМ-2Р экскаваторного исполнения" (В.И.Ключев, Л.М.Миронов), "Системы управления положением рабочих органов сельскохозяйственных машин" (М.А.Боровиков, В.Е.Быстрицкий, М.И.Якупов), "Частотно-регулируемый электропривод конвейерных установок горной промышленности" (В.И.Шуцкий, Г.И.Бабокин, Т.В.Насонова), "Безредукторный электропривод постоянного тока мощностью 4,2 МВт, 40 об/мин шахтной подъемной машины с реверсом тока в цепи возбуждения" (А.В.Бирюков, Л.Х.Дацковский, В.Е.Католиков, В.И.Шухер, А.Г.Ива-



нов, Ф.Мосбургер), "Вентильный электропривод сверхвысокоскоростных центробежных компрессоров" (М.Ю.Румянцев, М.В.Нестеров) и сообщения об опыте разработки компьютерной модели электроприводов буровой установки и преобразователях частоты с векторным управлением. Отдельные доклады были посвящены электроприводам штанговых глубинных насосов, проходческих подъемных машин и других механизмов горной и металлургической промышленности, подъемно-транспортных механизмов и бытовой техники.

Конференция подчеркнула особое значение проблем **энерго- и ресурсосбережения средств электропривода**, выделив эту тематику в отдельную секцию. Здесь следует отметить доклады "Регулируемый электропривод в энергосберегающих системах автоматизации насосных установок" (Б.С.Лезнов, В.Б.Чебанов, Ю.Б.Исхаков), "К проблеме энергосбережения в области водо-, тепло- и воздухообеспечения средствами электропривода" (А.К.Аракелян, В.Н.Ларионов, Н.И.Емельянов, Ю.В.Сидорчев), "Новые энергосберегающие электроприводы переменного тока" (А.А.Хашимов, А.Д.Петрушин), "Устройства энерго- и ресурсосбережения на базе серийно выпускаемых ООО "ЭЛПРИ" преобразователей для управления двигателями" (В.А.Матисон, В.Б.Степанов, П.Ю.Бахарев, А.В.Тварнов, Н.В.Паршиков, Е.А.Воронин), "Энергосберегающие технологии эксплуатации тягового электропривода подвижного состава горэлектротранспорта" (Р.Г.Идиятуллин, А.Р.Бакиров, Р.М.Гусманов, И.А.Лунгин).

В секции "Электропривод автономных объектов. Интегрированные электромеханические устройства" были рассмотрены проблемы, связанные с электроприводом разнообразных автономных объектов — от легких электрических транспортных средств до космических летательных аппаратов.

Специалисты из дальнего зарубежья приняли участие в работе всех секций, в том числе и научно-методического совета. Доклад Г.-П.Шонера (Германия) на пленарном заседании конференции был посвящен применению регулируемых электроприводов и силовой электроники в транспортных средствах. Немецкая компания "Даймлер-Крайслер" выступила также по вопросу бездатчикового определения положения ротора бесщеточных электродвигателей с постоянными магнитами в стопорных режимах (Р.Ортманн, Р.Шакиров). Технический университет Эйндховена (Голландия) представил доклады об альтернативном методе определения постоянной времени ротора при векторном управлении асинхронными электродвигателями (Д.Дуарте, Е.Ломонова) и о результатах исследования динамического поведения мехатронных систем (Е.Ломонова, Д.Дуарте, К.Буйнов). Чешским отделением фирмы "Моторола" были представлены доклады по бездатчиковому приводу с вентильно-индукторным электродвигателем на базе цифровых сигнальных процессоров фирмы "Моторола" (Р.Вишинка) и по применению нового семейства цифровых сигнальных процессоров фирмы "Моторола" для повышения качества управления электродвигателями переменного тока (Я.Лепка, П.Штекл). Чешский технический университет (И.Павелка) доложил о работе по частотно-регулируемому двухдвигательному синхронному электроприводу вентиляторной установки мощностью 5000 кВт, выполненную совместно с ОАО "Электропривод" (Л.Дацковский, А.Бирюков, О.Вайнтруб). Группа уче-

ных из Шанхайского университета (Китай) исследовала характер пиковых токов в системе "преобразователь-двигатель" при применении ШИМ-инверторов и предложила уточненную математическую модель такой системы (Тао Джин Ксиан, Ванг Джан, Чен Ю Ван, Джанг Кси Джин).

Из докладов и выступлений участников конференции вырисовываются основные направления научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в области автоматизированного электропривода в начале XXI века, наглядно свидетельствующих о важнейшем значении конференций как для развития научно-технического прогресса в промышленности, так и для развития отрасли автоматизированного электропривода как самостоятельного научного направления. Развитие науки и техники невозможно без постоянного творческого обмена мнениями специалистов. Именно поэтому в решении научно-технических и производственных задач в области электропривода значительную роль сыграли всесоюзные (ныне всероссийские) и международные конференции. Анализ основных рекомендаций, сформулированных на конференциях по электроприводу за семидесятилетнюю историю их существования, и результатов их реализации был проведен в докладе М.Г.Юнькова и Б.И.Моцохейна "Роль научно-технических конференций в развитии отечественного электропривода" (к 70-летию конференций по электроприводу) на заключительном пленарном заседании.

Хотя за последние десятилетия не стояла на месте и организация проведения конференции, задачей будущего Оргкомитета является дальнейшее совершенствование организационных форм проведения конференций при сохранении основных положительных результатов сложившейся системы. Именно поэтому заслуживают обсуждения широким кругом электроприводчиков и внедрения в практику проводимых конференций следующие предложения, основанные на изучении мирового опыта.

1. Совмещение конференций с выставками и презентациями отечественных и зарубежных фирм, на которых можно было бы детально ознакомиться с новыми техническими решениями и изделиями.
2. Проведение предваряющих конференцию тематических семинаров для желающих по вопросам, определяющим перспективные направления.
3. Максимальная детализация тематики секций и группирование докладов по подсекциям.
4. Предварительное выделение особо значимых проблем для обсуждения на пленарных и секционных заседаниях.
5. Совершенствование форм и методов публикации и распространения трудов конференции.
6. Присуждение отдельным специалистам, а также предприятиям и организациям специальных наград или дипломов за вклад в развитие отрасли на основании предварительно разработанного Положения.
7. Организация постоянно действующего Оргкомитета конференции.

Предложения и замечания в адрес Оргкомитета просьба направлять через редакцию журнала "Электротехника".

**Юньков М.Г., доктор техн. наук, проф.,  
Моцохейн Б.И., канд. техн. наук,  
Марков В.В., канд. техн. наук**

## Николай Николаевич Шереметьевский

(к 85-летию)

5 ноября 2001 г. исполнилось 85 лет академику РАН, заслуженному деятелю науки и техники РФ, Герою социалистического труда, дважды лауреату Государственной премии и Ленинской премии, советнику генерального директора НПП ВНИИЭМ Николаю Николаевичу Шереметьевскому.

Работая во ВНИИЭМ с начала его образования, сентября 1941 г., Николай Николаевич по праву считается одним из его создателей.

При непосредственном участии Н.Н.Шереметьевского, а с 1974 по 1991 гг. и под его руководством как директора и генерального конструктора, институт продолжил традиции, заложенные академиком А.Г.Иосифьяном и достиг выдающихся успехов во многих направлениях применения электромеханики для народного хозяйства, обороны страны и международного сотрудничества.

Академик Н.Н.Шереметьевский внес значительный вклад в решение ряда крупных научно-технических проблем общегосударственного масштаба. Н.Н.Шереметьевский принимал непосредственное участие в разработке электрооборудования тяжелого бомбардировщика ТУ-4, сыгравшего ключевую роль в создании авиационной электротех-



ники. Под его руководством созданы системы пространственной стабилизации и ориентации практически всех отечественных космических аппаратов и орбитальных станций, в том числе уникальных силовых гироскопов-гиродинов на магнитном подвесе, а также систем ориентации их солнечных батарей. Он — один из авторов многих изобретений в области автоматических систем и устройств, получивших широкое применение в космической технике. Н.Н.Шереметьевский был инициатором создания статических транзисторных вторичных источников питания бортовых систем ракетной техники, получивших широкое распространение и использующихся в настоящее время.

Как ученый и организатор Н.Н.Шереметьевский принимал ак-

тивное участие в разработках вычислительной техники во ВНИИЭМ, в том числе и в создании автоматизированной информационно-управляющей системы "Скала" для отечественных АЭС с реакторами РБМК-1000, в разработке криогенных электрических машин и крупных роторных механизмов с электромагнитными подшипниками, систем электродвижения перспективных ледоколов, а также средств передвижной энергетики и систем автоматизированного проектирования электрооборудования.

Весьма плодотворной была работа по проблеме "Автоматизация", которую Н.Н.Шереметьевский в течение многих лет возглавлял в качестве научного руководителя в электротехнической отрасли.

Многолетний творческий опыт Николая Николаевича полезен и сейчас. Он является членом Бюро Отделения информатики, вычислительной техники и автоматизации РАН, руководителем базовой кафедры кибернетических систем МИРЭА, действующей при ВНИИЭМ.

Редколлегия и редакция журнала "Электротехника", друзья и товарищи, ученики и коллеги желают Николаю Николаевичу доброго здоровья, благополучия и долгих, долгих лет жизни.

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

Сдано в набор 03.10.2001. Подписано в печать 19.11.2001. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 74

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

## АКАДЕМИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ (АЭН РФ)

извещает о планируемом в феврале 2002 г. общем собрании членов АЭН РФ и открывающихся вакансиях действительных членов и членов-корреспондентов Академии по следующим научно-отраслевым отделениям:

	Число вакансий	
	действительных членов	членов-корреспондентов
1. Теоретическая электротехника	1	1
2. Электроэнергетика	1	1
3. Электромеханика и силовая преобразовательная техника в промышленности	1	1
4. Электротехнические системы и устройства общего и специального назначения (в строительстве, горном деле, сельском хозяйстве и социальной сфере)	1	1
5. Электротехнические системы транспорта и космической техники	1	1
6. Электротехнология	1	1
7. Средства и системы контроля, управления и автоматизации	1	1
8. Электротехнические материалы и изделия	1	1
9. Электрофизические и сверхпроводящие устройства	1	1
10. Высоковольтная электротехническая и электронная аппаратура. Электромагнитные излучения, совместимость и экология	1	1
11. Электроника и вычислительная техника	1	1
12. Телекоммуникационные и информационные сети и системы	1	1
13. Стандартизация и сертификация в электротехнике	1	1
14. Электротехника и электроника в медицине	1	1
15. Высшее электротехническое образование	1	1

Действительными членами АЭН РФ согласно Уставу Академии избираются ученые, обогатившие науку выдающимися достижениями и открытиями, широко признанными и используемыми в научно-практической деятельности.

Членами-корреспондентами АЭН РФ согласно Уставу Академии избираются ученые и специалисты, внесшие признанный вклад в развитие электротехнической науки.

Выдвигать кандидатов в действительные члены и члены-корреспонденты могут научные учреждения, высшие учебные заведения, государственные, общественные и другие организации, а также действительные члены и члены-корреспонденты АЭН РФ по указанным в данной публикации научно-отраслевым отделениям.

В случае представления кандидатов научными учреждениями, высшими учебными заведениями, государственными, общественными и другими организациями выдвижение производится на заседаниях ученых и научно-технических советов, коллегий или президиумов путем голосования простым большинством голосов.

Представление на кандидатов в действительные члены и члены-корреспонденты АЭН РФ с соответствующей мотивировкой и приложением необходимых документов направляются в адрес Президиума Академии в течение месяца со дня настоящей публикации.

Необходимо представить в папках в **2-х экземплярах** следующие документы: 1) заявление об участии в конкурсе; 2) письмо-представление совета государственных, общественных и других организаций с результатами голосования, подписанное председателем и ученым секретарем НТС (УС), заверенное печатью, или представление на соискателя от членов АЭН РФ с соответствующей мотивировкой; 3) личный листок по учету кадров; 4) автобиографию; 5) заверенный список научных трудов; 6) копии дипломов об окончании вуза и доктора наук; аттестат профессора; 7) отзыв о научно-производственной и общественной деятельности кандидата с основного места работы; 8) личную научную программу (объемом не более двух страниц); 9) три фотографии размером 3×4.

Материалы направлять по адресу: 111250, Москва, Красноказарменная ул., д. 14, Президиум Академии электротехнических наук РФ.

*Б.И.Петленко, Президент АЭН РФ*  
*Ю.М.Иньков, Главный ученый секретарь АЭН РФ*

## Выставочный центр МИР

Россия, 117908, Москва, улица Орджоникидзе, 11  
Тел./Факс: 955-13-10; Тел./Факс: 955-12-46

Индекс  
71111

Международная специализированная

# "Электро

выставка

# ТЕХ"



Руководителю предприятия

Выставочный центр "Мир" совместно с Министерством промышленности, науки и технологий Российской Федерации организует специализированную выставку "Электротех", которая пройдет 22.01-26.01.02 на территории ВЦ "Мир".

При содействии: ИНФОРМЭЛЕКТРО

Интернет-поддержка: Netelectro.ru

**Информационная поддержка:** "Электротехника", "Датчики и системы", "Промышленные АСУ и контроллеры", "Промышленное обозрение", "Новости электротехники", "Контакты", "Энергетика и промышленность", "Электрические станции", "Цены на электротехническую продукцию", "Предприниматель", "Приводная техника", "Экология и промышленность России", "Выставки. Ярмарки.", "Снабженец", "Южные горизонты", "По всей стране", "Удача Экспо" и др.

**Место проведения:** Выставочный центр "Мир", ст. метро "Ленинский проспект"

Выставка, в первую очередь, призвана поддержать отечественного производителя, а также стать доступной для руководителей, топ-менеджеров, специалистов, которые стремятся использовать современные эффективные технологии, новые разработки и качественную продукцию или сами предлагают их рынку.

### Основные разделы выставки:

- |  |   |
|--|---|
| ▶ Промышленное и коммунально-бытовое электрооборудование   | ▶ Энергосберегающие технологии                        |
| ▶ Электроприборы и средства измерения, контроля, управления и автоматизированного регулирования, программное обеспечение | ▶ Электродвигатели/приводы                            |
| ▶ Электроинструменты   | ▶ Электромонтажные работы                             |
| ▶ Элементы питания, электрокабель  | ▶ Электронагревательное оборудование                  |
| ▶ Электроустановочная техника  | ▶ Промышленная керамика и изоляторы                   |
|  | ▶ Низковольтные коммутационные системы                |
|  | ▶ Средства диагностики технического состояния         |
|  | ▶ Безопасность и надежность эксплуатации оборудования |

Национальный фонд "РОССИЙСКАЯ МАРКА" в рамках первой национальной программы продвижения лучших российских товаров, услуг и технологий в ходе выставки проводит

### НАЦИОНАЛЬНЫЙ КОНКУРС ЗНАК КАЧЕСТВА "РОССИЙСКАЯ МАРКА"

(участие в конкурсе - 180 у.е. (без учета НДС) за каждую единицу товара (услуги, технологии)).

Деловая программа выставки включает в себя: проведение "круглых столов", семинаров, а также презентаций фирм-участников.

**Мы будем рады приветствовать Вас как в качестве участника, так и в качестве посетителя экспозиции выставки "Электротех"!**

Цены на участие в выставке за пять дней, включая НДС:

- ▶ Оборудованная площадь - 100 у.е. /1 кв.м.
- ▶ Необорудованная площадь - 80 у.е./1 кв.м

Выставочный Центр "МИР"

Москва, улица Серго Орджоникидзе, 11

Тел./Факс: 955-13-10, 955-12-46, 234-31-61

Site: <http://www.mirexpo.ru>; E-mail: [info@mirexpo.ru](mailto:info@mirexpo.ru)

Контакты: Ведущий менеджер - Сатанин Сергей

Вологодская областная универсальная научная библиотека

[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)