

ISSN 0013-5860



Вологодская областная универсальная научная библиотека

[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

2004. 1-4



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

## УЧРЕДИТЕЛИ

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

## СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

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

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

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

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

Подписаться на журнал можно в почтовых отделениях связи по объединенному каталогу Департамента почтовой связи. Подписной индекс — 71111.

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

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

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника» обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет.

Рукописи статей не возвращаются.

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

**Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: 361-95-96**

**E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru**

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

Сдано в набор 03.10.2003. Подписано в печать 08.12.2003. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 99

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

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

## СОДЕРЖАНИЕ

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Тарасов В.Н. Новые типы синхронных электродвигателей с регулируемым магнитным возбуждением .....	2
Усольцев А.А., Лукичёв Д.В. Особенности работы асинхронного короткозамкнутого двигателя при питании от источника тока .....	10
Рамазанов И.М. К совершенствованию методов исследования и расчёта асинхронных электродвигателей .....	16
Мошинский Ю.А., Петров А.П. Математическая модель для исследования асинхронного двигателя при выбеге.....	19

### ТРАНСФОРМАТОРЫ

Брянцев А.М., Долгополов А.Г., Лурье А.И., Уколов С.В. Управляемый подмагничиванием шунтирующий реактор мощностью 180 МВА 330 кВ на подстанции "Барановичи" .....	22
Катасонов Н.М. Выпрямитель с индуктивными ограничителями тока зарядки ёмкостных накопителей энергии .....	28
Игольников Ю.С., Нестеров С.А., Демидов И.В. Анализ работы преобразователей трёхфазного напряжения на однофазном магнитопроводе ....	30
Кадников С.Н., Чиндилов Д.В. Методика расчёта потерь в баке шунтирующего реактора .....	33
Буханова И.Ф., Дивинский В.В., Журавель В.М. Лазерная обработка пластин магнитопроводов силовых трансформаторов .....	39
Власов А.Б. Тепловизионный контроль высоковольтных трансформаторов напряжения .....	42

### ЭЛЕКТРОПРИВОД

Лимонов Л.Г. Микропроцессорное управление электроприводом по системе генератор-двигатель .....	47
Смирнов Ю.В. Расчёт основных параметров электропривода машин с пульсирующей нагрузкой	52
Гахраманов Н.Ф., Адыгезалов В.С. Соленоидный дифференциально-трансформаторный датчик перемещений .....	56
Гайтов Б.Х., Кашин Я.М., Божко С.В., Рябчун И.П. Разработка конструкции и математическое моделирование аксиальных индукционных регуляторов напряжения для систем автоматического управления .....	60

### ХРОНИКА

В-я Международная конференция по электромеханике, электротехнологии и электроматериаловедению "МКЭЭ-2003" .....	64
---	----

## CONTENTS

### ELECTRIC MACHINES

Tarasov V.N. New types of synchronous electric motors with adjustable magnetic excitation.....	2
--	---

Usolcev A.A., Lukichev D.V. Behaviour features of asynchronous squirrel-cage motor with current source power supply .....	10
---	----

Ramazanov I.M. To the asynchronous motors investigations and computation methods perfecting ....	16
--	----

Moschensky Y.A., Petrov A.P. Mathematical model for asynchronous motor investigations during stopway .....	19
--	----

### TRANSFORMERS

Bryancev A.M., Dolgopolov A.G., Lurye A.I., Ukolov S.V. Magnetic bias regulated 180 MVA, 330 kV shunting reactor on the "Baranovichy" substation.....	22
---	----

Katasonov N.M. Rectifier with inductive capacity storage charging current limiter .....	28
---	----

Igolnokov Y.S., Nesterov S.A., Demidov I.V. Three-phase voltage changer with singlephase magnetic circuit behaviour analysis .....	30
--	----

Kadnikov S.N., Chindilov D.V. Computation methods of waste in shunting reactor container..	33
--	----

Buhanova I.F., Divinsky V.V., Juravel V.M. Laser treatment of power transformer magnetic circuit plate .....	39
--	----

Vlasov A.B. High-voltage transformer thermal imaging control .....	42
--	----

### ELECTRIC DRIVE

Limonov L.G. Electric drive microprocessor control with generator-motor technique .....	47
---	----

Smirnov Y.V. Calculation of electric drive machines general quantities with pulse load .....	52
--	----

Gahramanov N.F., Adygezalov V.S. Solenoid differential-transformer sensor of movement .....	56
---	----

Gaitov B.H., Cashin I.M., Bojko S.V., Riybchyn I.P. Design development and mathematical simulation of axial induction voltage regulators used for automatic control systems ...	60
---	----

### CHRONICLE

V international conference of electromechanics, electrotechnology and science of electromaterials "ICEEE-2003" .....	64
--	----

## Новые типы синхронных электродвигателей с регулируемым магнитным возбуждением

ТАРАСОВ В.Н.

Приведены результаты работ, выполненных за последние 10 лет коллективами научных и производственных подразделений МЭИ (ТУ), НИИ прикладной математики им. академика В.И.Кузнецова (НИИПМ), Московского электромеханического завода № 1 (ныне ЗАО "Ягуар-М"), ОАО "Аэроэлектромаш" при организационной и финансовой поддержке Межгосударственной промышленно-финансовой группы "Формаш".

*In this article brought results of work, executed for last 10 years by groups of scientific and production subdivisions (МЭИ (ТУ), НИИПМ, ЗАО "Ягуар-М", ОАО "Аэроэлектромаш") under organizing and financial support Interstate industrial-financial group "Формаш".*

**Синхронные двигатели с регулируемым магнитным возбуждением (СДРМВ)** допускают регулирование намагнченности вращающегося ротора путем кратковременного (на доли периода частоты питания) изменения результирующей магнитодвижущей силы (МДС) статора. Прототипом этих двигателей являются синхронные гистерезисные электродвигатели малой мощности (СГД), нашедшие широкое применение в системах телеметрии (серия "Г", производитель МЭЗ-1), в гироскопических приборах разного назначения, в многодвигательных приводах центрифуг по обогащению урана. Научные работы МЭИ во многом обеспечили методические основы проектирования СГД и создания приводов на их основе.

Качественно новый шаг был сделан в результате решения двух задач.

1. Разработка новых экономичных способов и средств регулирования намагнченности вращающихся двигателей (работы МЭИ (ТУ)) [1].

2. Создание новых типов магнитно-деформационных сплавов, методов и средств их термообработки [2]. Работы по сплаву вели: Институт металлургии (ИМЕТ) им. А.А. Байкова РАН, ЦНИИчермет им. И.П. Бардина, Конструкторское бюро специальных магнитов (КБСМ) и др.; по термообработке – эти же организации, а также МЭИ (ТУ), НИИПМ и др.

Суть первой задачи состояла в следующем: введение в источник питания электродвигателя дополнительного канала импульсного регулирования возбуждения (ИРВ) вращающегося двигателя, решение вопросов оптимизации динамики и энергетики регулирования; формирование новых алгоритмов управления: периодическое намагничивание, квазисинхронное регулирование, шаговый режим [3].

ИРВ выполняется либо в виде отдельного блока, включенного последовательно в одну из фаз питания СДРМВ при работе последнего от общей сети питания, либо схемно объединяется с инвертором напряжения при работе от статического преобразователя частоты. В настоящее время предложены около сотни вариантов реализации ИРВ. Основные из них классифицированы в [1,4].

Вне зависимости от реализации ИРВ алгоритм регулирования состоит в формировании в заданном секторе вращающегося ротора вектора дополнительной намагнченности требуемой амплитуды и фазы относительно магнитных координат ротора ( $dq$ ), сформированных в произвольных геометрических координатах ротора ( $xy$ ). В качестве опорных координат используются независимые от ротора и его магнитного состояния вращающиеся координаты поля статора –  $UV$ . Их удобно связать с фазным или линейным напряжением. Путем одновременного регулирования мгновенного значения напряжения в фазах питания в течение не более  $1/6 T_1$ , где  $T_1$  – период питания двигателя, формируется импульс МДС или эквивалентный ему импульс результирующего тока ( $i_{\text{pul}}$ ), который изменяет магнитное состояние ротора. Если выполняются в переходном режиме условия неразмагничивания ротора [1], то ротор запоминает измененное магнитное состояние и двигатель продолжает работать с другим уровнем возбуждения.

Для иллюстрации на рис.1, $a$  показан процесс формирования импульса намагничивающего напряжения в одной из фаз двигателя в момент  $t_{\text{pul1}}$  и размагничивающего в момент  $t_{\text{pul2}}$  относительно нуля фазного напряжения. Они определяют мгновенное увеличение и поворот ре-

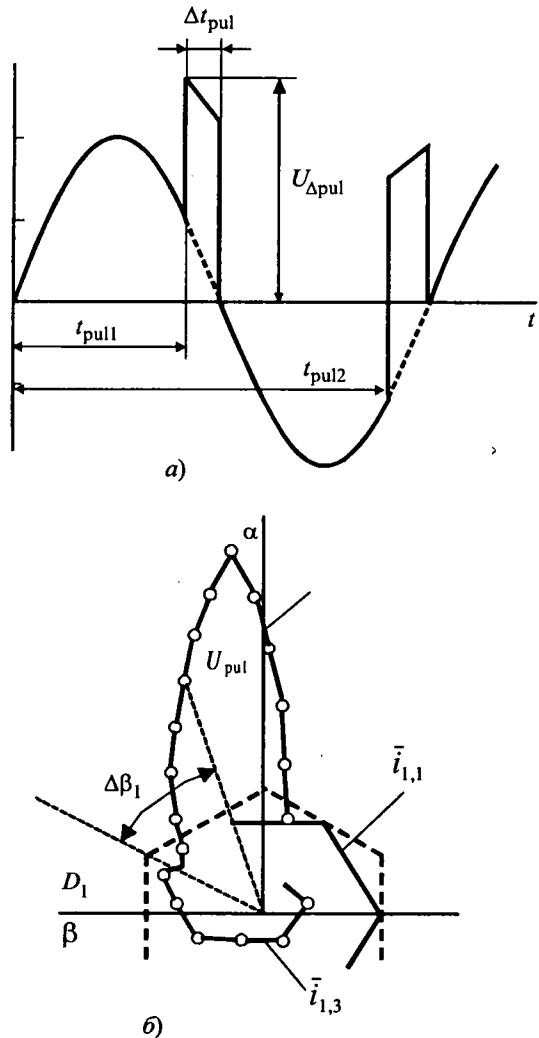


Рис.1. Изменение фазного напряжения при намагничивании и размагничивании (а) и импульс регулирующего тока при намагничивании (б)

зультирующего вектора напряжения на заданный угол, а следовательно, и тока  $\bar{i}_{\text{pul1}}$ . Процесс изменения результирующего вектора тока  $\bar{i}_1$  в неподвижных координатах  $\alpha$ ,  $\beta$  показан на рис.1,б при питании СДРМВ от инвертора напряжения. Исходное значение тока до намагничивания обозначено  $\bar{i}_{1,1}$ ;  $\bar{i}_{\text{pul}}$  – ток в импульсе;  $\Delta\beta$  – угол поворота результирующего вектора тока в импульсе относительно координат  $UV$ ; результат намагничивания – ток  $\bar{i}_{1,3}$ , который значительно меньше исходного и отражает повышение степени возбуждения двигателя. Аналогично происходит процесс размагничивания при фазовой ориентации  $t_{\text{pul2}}$ .

Снижение времени намагничивания  $\Delta t_{\text{pul}}$  до  $T_1/12$  и меньше позволило минимизировать энергетические затраты на регулирование возбуждения и массогабаритные показатели ИРВ.

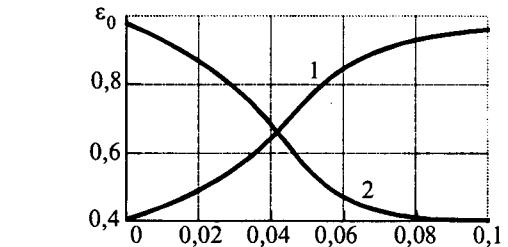


Рис.2. Зависимости изменения степени возбуждения при намагничивании (1) и размагничивании (2)

Регулирование степени возбуждения  $\Sigma_0 = E_0/U_1$ , где  $E_0$  – ЭДС на зажимах двигателя на ХХ в режиме генератора, а  $U_1$  – напряжение питания, может изменяться в широком диапазоне (рис.2), что оптимизирует энергетические показатели двигателя и дает возможность использовать СДРМВ в режимах двухзонного регулирования.

На рис.3 показаны: исходная зависимость КПД в функции нагрузки (1); в режиме постоянной повышенной намагнченности (2); в режиме совместного регулирования намагнченности и напряжения (3), когда достигается минимизация потерь в области малых нагрузок.

Динамика изменения электромагнитного момента и колебания ротора зависят от фазы импульса ( $t_{\text{pul}}$ ) и частоты их следования. Выбором  $t_{\text{pul1}}$  можно минимизировать изменение электромагнитного момента и исключить колебания ротора путем согласования значений момента двигателя на угловой характеристики до и после намагничивания. При периодическом намагничивании с частотой выше частоты собственных колебаний двигателя последние эффективно демпфируются [4].

Указанные технические эффекты позволили кардинально изменить представления о характеристиках традиционных СГД, повысив их

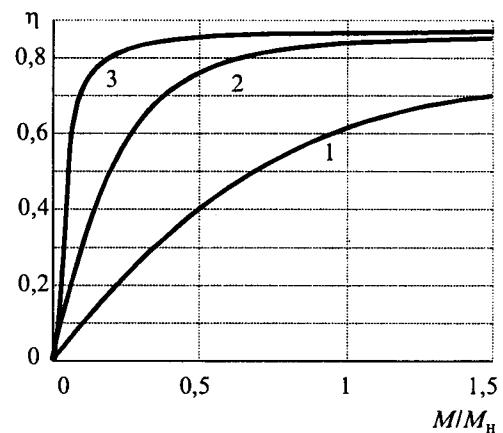


Рис.3. Изменение КПД в функции нагрузки

Основные показатели двигателей типа ГД

Параметр ГД	Тип ГД					
	1	2	3	4	5	6
Номинальный момент $M_n$ , Н·м	0,05	0,10	0,15	0,25	0,30	0,45
Полезная мощность при $n = 9000$ об/мин $P$ , Вт	46,0	92,0	138,0	230,0	276,0	414,0
КПД $\eta$ , о.е.	0,40	0,45	0,50	0,55	0,57	0,60
Коэффициент мощности $\cos\phi$ , о.е.	0,55	0,50	0,45	0,43	0,43	0,42
Регулирование возбуждения	КПД, о.е.	0,70	0,70	0,73	0,75	0,75
	Коэффициент мощности $\cos\phi$ , о.е.	0,70	0,70	0,70	0,80	0,80
						0,85

Таблица 2

Основные показатели двигателей ряда СГД-Н-6000

Параметр СГД	Тип СГД			
	0,4-6000	1,0-6000	2,0-6000	3,0-6000
Номинальный момент $M_n$ , Н·м	0,4	1,0	2,0	3,0
Полезная мощность при $n = 6000$ об/мин $P$ , Вт	245,0	615,0	1230,0	1800,0
Ток, А	Пусковой режим $I_p$	1,65	4,5	6,3
	Синхронный режим $I_c$	1,3	4,0	5,2
КПД $\eta$ , о.е.		0,60	0,70	0,75
Регулирование возбуждения	КПД $\eta_p$ , о.е.	0,80	0,85	0,90
	Коэффициент мощности $\cos\phi$ , о.е.	0,85	0,75	0,75
				0,75

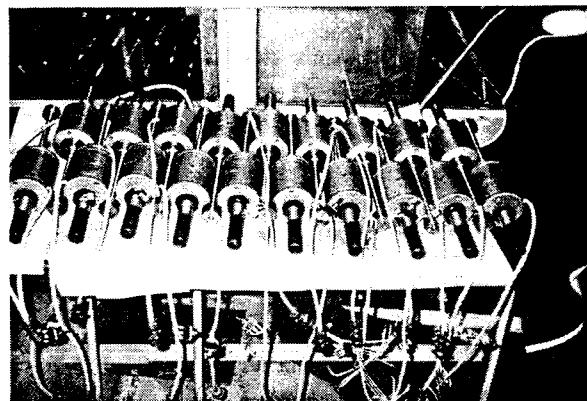


Рис.4. Опытная партия СГД, поставленная для многодвигательного электропривода веретен

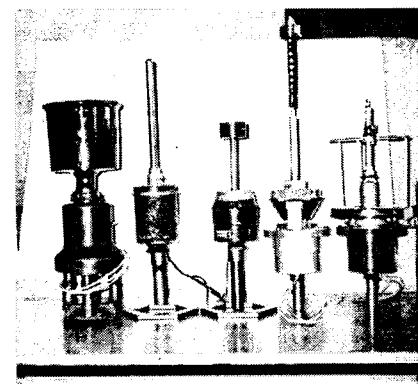


Рис.5. Серийные электродвигатели на базе СГД (ЭВС-8...ЭВС-13) с опорами скольжения

КПД в 1,5–2 раза (достигает уровня 85–93%), обеспечить стабильность всех характеристик. Стало возможным управлять неограниченным количеством двигателей с помощью общего регулятора возбуждения.

Технические решения и способы импульсного регулирования намагнченности в первую очередь были применены в традиционных областях использования СГД, реализованных на традиционных магнитодеформируемых сплавах типа: викаллой (Fe-Co-V), комол (Fe-Co-Mo) и др. [5]. Они позволили:

- в гироскопических приборах – уменьшить погрешности привода в 10–100 раз; сделать системы электропитания предельно экономичными [6];
- в многодвигательном приводе газовых центрифуг – повысить КПД двигателей на 10–25% путем введения в мощные системы электропитания блоков импульсного поднамагничивания.

Решение второй задачи, состоящей в: разработке прочных магнитов любой конфигурации (монолит, пластина, втулка, проволока и т.д.), хорошо обрабатываемых с оптимальным сочетанием магнитных ( $B_r > 1,2$  Тл;  $H_c \leq 50$  кА/м) и механических свойств ( $\sigma_b > 700$  МПА); получении относительно недорогих материалов магнитов с низким содержанием кобальта и с управляемыми магнитными свойствами при термо-магнитной обработке [2], создало предпосылки для разработки СГД на мощности до 3–5 кВт и выше, что превысило традиционные мощности (серия "Г" и др.) в сотни раз.

В МЭИ разработаны опытные ряды СДРМВ на мощности до 3 кВт, что расширило область традиционного применения СГД, создав реальную конкуренцию традиционным электродвигателям переменного тока: асинхронным, синхронным реактивным, синхронным с постоянными магнитами, а в ряде случаев и вентильным с постоянными магнитами. В табл.1 и 2 приведены

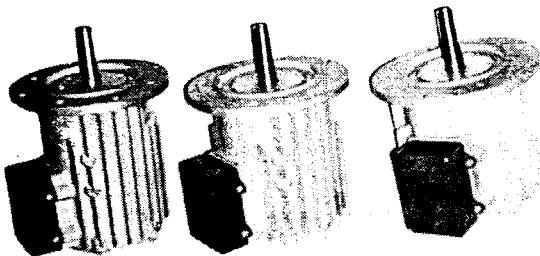


Рис.6. Электродвигатели SGD 1,0-6000; SGD 2,0-6000; SGD 3,0-6000

основные характеристики двух разработанных рядов СДРМВ. На рис.4, 5 показаны варианты двигателей ГД, а на рис.6 – 3 типоразмеры двигателей SGD.

#### Машины для производства химических волокон, нитей и текстильное машиностроение

**Формовочные машины** предназначены для получения искусственных нитей (полиамидных, вискозных, полиакрилонитрильных и др.) из химического расплава. Существуют и проектируются следующие типы формовочных машин: ПП-600, МНВ-600, АФВ-32-КТ, АФО-250-ВН и др. За рубежом формовочные машины производят фирмы "Barmag AG", "Rieter" и др.

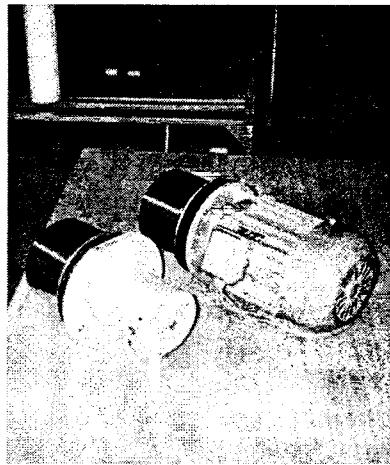
Приемно-намоточная часть этих машин представляет собой многодвигательный синхронизированный электропривод, использующий синхронные реактивные электродвигатели (в России) или синхронные электродвигатели с постоянными магнитами (за рубежом). Типовые требования и особенности электропривода приемно-намоточной части: работа на инерционную нагрузку при прямом пуске электродвигателей и питания их от общего источника; взаимная синхронизированная работа нескольких рабочих органов в пределах каждого рабочего места; многодвигательный привод в составе технологической машины с общим количеством электродвигателей, достигающим 100–150 шт. и более.

Применение СДРМВ [7] типа SGD-N-6000 позволяет: снизить установочные мощности приводов в 2–20 раз; уменьшить стоимость комплексного оборудования (преобразователь, контакторы, электродвигатели, кабели) в 2–7 раз; обеспечить экономию энергии 20–50%; резко повысить надежность, срок службы, устойчивость работы и производительность технологических машин.

В табл.3 приведены сравнительные оценки электродвигателя фирмы "Siemens" и электродвигателя SGD-2,0-6000, рассчитанных на одинаковую инерционную нагрузку (привод фрикциона). У SGD-2,0-6000 пусковой ток меньше в

Параметр	Тип двигателя	
	1FV3115-4TV ("Siemens")	СГД-2,0-6000 (МЭИ (ТУ))
Момент инерции нагрузки $J$ , кг·м <sup>2</sup>	0,12	0,12
Время разгона $t_p$ , с	3	5
Частота питания $f$ , Гц	50	50
Частота вращения $n$ , об/мин	1500	1500
Напряжение $U$ , В	100	100
Ток пусковой $I_{sp}$ , А	90,0	6,3
Ток ХХ $I_{xx}$ , А	8,0	3,8
Номинальный момент нагрузки $M_{sn}$ , Н·м	2	2
Номинальный ток $I_n$ , А	10,0	5,2
КПД при номинальной нагрузке $\eta$ , о.е.	0,45	0,77
Коэффициент мощности номинальный $\cos \phi$ , о.е.	0,35	0,45
Максимальная мощность $P_m$ , кВт	3,6	1,2
Максимальный КПД, о.е.	0,82	0,79
В режиме регулирования возбуждения:		
КПД, о.е.	–	0,91
$\cos \phi$ , о.е.	–	0,85

Рис.7. Сравнительные габаритные размеры SGD и ДРС для привода однотипных галет формовочных машин



15 раз, КПД в рабочем режиме выше в 1,7 раза. Технический эффект достигнут за счет оптимального согласования пусковых и рабочих значений электромагнитного момента.

На рис.7 показаны сравнительные габаритные размеры синхронно-реактивного двигателя (ДРС) и синхронно-гистерезисного (СГД) для привода однотипных галет формовочных машин.

**Крутильные и крутильно-тростильные машины** применяются для получения шинного корда, свивания жгутов, шпагатов, ковровой пряжи. В них чаще всего используется механический привод (он дешевле), хотя для ряда применений, особенно там, где нужна высокая стабильность крутки на метр длины, необходим электропривод. При снижении стоимости еди-

Таблица 4

Параметры	Пусковой режим			Рабочий режим
	Тип двигателя			
	АДС-3Т	СГД-3,0-6000	АДС-3Т	СГД-3,0-6000 без ПВ* с ПВ*
Частота $f$ , Гц	100	100	100	100
Напряжение $U$ , В	186	180	186	180
Ток $I$ , А	13,0	6,3	3,7	4,5
Момент пуска $M_p$ , Н·м	2,25	2,70	—	—
Мощность пусковая $P_p$ , кВт	2,10	0,95	—	—
Момент номинальный $M_n$ , Н·м	—	—	2,0	2,0
Мощность номинальная $P_n$ , кВт	—	—	0,782	0,700
КПД $\eta$ , %	—	—	75	83
Коэффициент мощности $\cos \phi$ , о.е.	0,50	0,51	0,80	0,47
* – режим перевозбуждения (ПВ)				

ници электрооборудования механический привод будет вытесняться электрическим. Существуют следующие типы машин с механическим приводом: ТКД-400-Ш, КОЭ-315-ИКМ1, КД-300-ШГ и др.; с электромеханическим приводом: КТД-360, КТД-600 (опытные разработки). За рубежом интенсивно ведется разработка электромеханических приводов (фирмы "Sauger-Allma", "Zinser" и др.).

На примере электропривода крутильно-тросильной машины КДП-600 разработки МЭИ покажем возможности СДРМВ. Машина состоит из 24 рабочих мест, каждое из которых содержит два веретена двойного кручения и одно свивальное веретено. К электроприводу данной машины предъявляются следующие требования: частота вращения 3000–6000 об/мин; стабильность вращения не ниже  $\pm 1\%$  для обеспечения качества крутки.

В одном корпусе выполнялись асинхронный двигатель АДС-3Т и синхронный гистерезисный СГД-3,0-6000. Пусковые и рабочие показатели приведены в табл.4 и на рис.8. При обеспечении абсолютной стабильности крутки, а следовательно, и максимального качества продукции у СГД-3,0-6000: пусковые токи меньше в 2 раза; в рабочем режиме при регулировании возбуждения КПД выше на 20%; перегрев обмотки ниже в 3,5 раза.

Перемоточные и бабинажно-перемоточные машины используются для получения паковок нитей нужной конфигурации для последующего использования в текстильных машинах. Полиамидные гладкие нити выпускает машина БП-

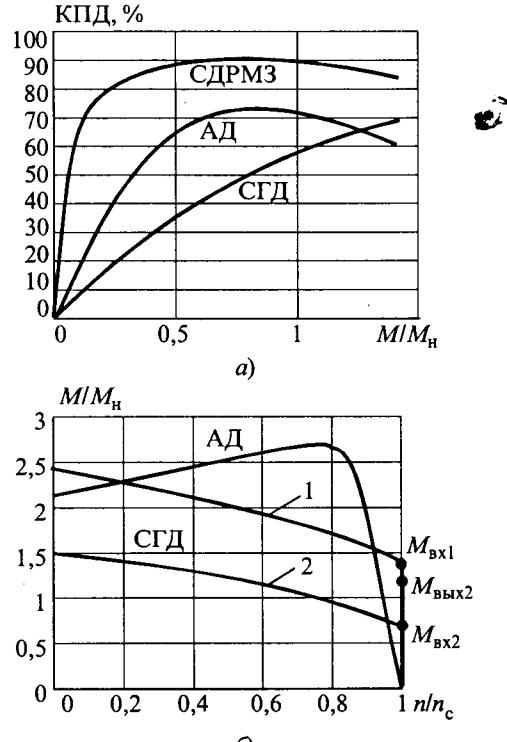


Рис.8. КПД сравниваемых электродвигателей (а) и механические характеристики АД и СГД (б). Моменты входа в синхронизм СГД:

1 – при предельном уровне потока  $M_{\text{вых}1}$ ; 2 – при пониженном уровне потока  $M_{\text{вых}2} > M_{\text{вых}1}$

340-ПШ; вискозные текстильные нити – машина БП-315-В12; синтетические нити для рыболовных сетей – машина ПП-260-3; стеклянные нити – НАС-4 и т.д. За рубежом аналогичное оборудование производят фирмы: "Barmag-Spinnzwirn", "Schfhorst", "Fadis" и др. Характерными особенностями многодвигательного привода этих машин является слежение за объемом паковки и регулирование частоты вращения для обеспечения постоянства линейной скорости движения нити, т.е., привод следящий. Реализация его с двигателями постоянного тока или асинхронными требует наличия тахогенератора и датчика измерения тока с соответствующими контурами регулирования.

При использовании СДРМВ проще реализуется параметрический привод без внутренних обратных связей, при этом точность отработки сигнала управления будет значительно выше, чем при использовании традиционных решений. Бесконтактность и экономичность являются дополнительными факторами в пользу СДРМВ.

Электроверетена и шпинNELи – основные элементы многих текстильных машин. Наиболее распространены веретена с механическим приводом (кольцепрядильные машины и др.) В мире

выполнены разработки для перевода машин на электропривод ("Brown Boveri AG", Швейцария, "Фудзи genki", Япония, SKF, Германия и др.), которые сдерживаются высокой стоимостью электрооборудования. Ряд производств, в частности с машинами ПЦ-250-И2, МН-90-И2 (вискозная нить); ПА-240-И3 (ацетатный шелк); ПН-500 (нитронная нить) и др., используют исключительно электроверетена на базе асинхронных двигателей.

Нами разработаны серийные электроверетена на базе СГД (типы ЭВС-8–ЭВС-13) с опорами скольжения ОАО "Коломнатекмаш" (рис.5). Опытные партии СГД (около 1000 шт.) поставлены на химкомбинаты г. Тверь (опытное производство Всероссийского научно-исследовательского института синтетических волокон (ВНИИСВ)) и г. Светлогорск для многодвигательного электропривода веретен (рис.4).

Технический эффект состоит в следующем:

– повышается качество продукции за счет стабильной крутки;

– снижается до 2 раз стоимость комплекта оборудования двигатель–преобразователь–коммутаторы за счет уменьшения пусковых токов в 2–3 раза и рабочих токов в режиме перевозбуждения;

– достигается увеличение КПД системы преобразователь–двигатель с 45–50% до 70–75%;

– непрерывность функционирования повышается в несколько раз, двигатели практически "не горят" даже в режиме стопорения (в течение 3–10 мин);

– системы не боятся кратковременных сбоев, прерываний питания; синхронный режим вращения восстанавливается под нагрузкой.

Работы по совершенствованию электроверетен типа ЭВС продолжаются, предполагается в дальнейшем их поставка в комплекте с преобразователями и коммутаторами.

#### Ручной инструмент, привод машин для работы по дереву, камню, металлу

Привод разнообразных деревообрабатывающих (пилы, рубанки) и шлифовальных машин использует двигатели мощности до 5 кВт, которые часто работают в условиях маломощных сетей (сельская местность, дачи, мастерские). Применяются асинхронные и коллекторные электродвигатели переменного тока. Для этих двигателей характерны: большие пусковые токи; нестабильность частоты вращения; быстрый перегрев и сгорание при стопорении, вызванном большой подачей.

Всего этого можно избежать при использовании СГД: механическая характеристика ис-

Параметр	Корпус RA 132 МЧ $D_a=206$ мм, $l = 200$		
	Тип двигателя		
	RA 132 МЧ	СГДП-5,5-3000	
		Режим	
		Обычный	Перевозбуждение
Напряжение $U$ , В	380	380	380
Ток пусковой $I_p$ , А	~65	27	27
Момент максимальный $M_m$ , Н·м	~70	* $M_p=30$ ** $M_{mc}=18$	30 23
Момент номинальный $M_n$ , Н·м	27	15	18
Мощность полезная $P_2$ , кВт	7,5	4,5	5,5
Ток статора $I_1$ , А	15,5	17	9,6
Мощность потребления $P_1$ , кВт	8,7	4,95	5,85
КПД $\eta$ , %	86	88	94
Коэффициент мощности $\cos \phi$ , о.е.	0,86	0,45	0,93
Частота вращения $n_n$ , об/мин	2900	3000	3000

\*  $M_p$  – момент пусковой;

\*\*  $M_{mc}$  – момент входа в синхронизм.

ключает опрокидывание двигателя; стабильность скорости повышает качество продукции и производительность; малые кратности токов при пуске и стопорении позволяют работать от маломощных сетей и не отключать двигатель в кратковременных аварийных режимах.

Целевые работы в этом направлении не велись. В табл.5 приведены сравнительные оценки гистерезисного и асинхронного электродвигателей, выполненных в одинаковых габаритах.

#### Многодвигательный привод, транспортные системы

СГД по своей физической природе обладают адаптивными свойствами, перестраиваясь с режима асинхронного вращения (гистерезисный момент) на режим синхронного вращения (синхронный момент). При периодическом импульсном намагничивании СДРМВ эти свойства усиливаются, обеспечивая синхронизацию, демпфирование качаний, автоматическое регулирование намагнченности при изменении питания при общем параметрическом регулировании возбуждения. Это дает возможность управлять с помощью одного регулятора неограниченным количеством двигателей (в газовых центрифугах один каскад содержит до 2400 единиц взаимно синхронизированных двигателей). Подобные линии есть в химической, текстильной и других отраслях (машины формования, крутильные и др.).

В транспортных системах – транспортерах,

приводах роликов машин непрерывной разливки стали, устройствах проката алюминия и др. существуют проблемы обеспечения равномерности перемещения. Мощные СДРВМ успешно могут решать эти задачи с использованием общего преобразователя, заменив традиционные типы электродвигателей (асинхронные, постоянного тока), требующие индивидуальных преобразователей на каждый привод. Термостойкость СДРВМ (ротор может выдерживать температуры до 500°C, что недостижимо для других типов электродвигателей) позволяет встраивать его непосредственно в рабочий орган, используя обращенную конструкцию СДРВМ.

Работы в этом направлении у нас не ведутся, есть информация о подобном использовании таких электродвигателей фирмой "Eskom" (США).

#### Привод сельскохозяйственных машин

Задачи такого привода нами не решались, поэтому используем информацию из журнала США EW (Electrical World. 1997. Vol. 211, № 2). Электротехническая компания "Precise Power Corp." (г. Брайентон, штат Флорида) поставляет двигатели с ротором на базе магнитно-твёрдого деформируемого материала, которые получили название "двигатели с "печатными" полюсами". В отличие от наших решений, когда "печатание" всех полюсов идет одновременно путем формирования импульсов тока по фазам СДРВМ в синхронном режиме, в разработках компании "Precise Power Corp." используется отдельная однофазная обмотка на одном полюсном делении, в которой формируются импульсы намагниченности. Суть процессов одинаковая.

Для инерционной нагрузки с моментом инерции 42 кг·м<sup>2</sup> замена индукционного двигателя на подобный СДРВМ снизила установленную мощность с 750 до 30 кВт, т.е. в 25 раз, с проигрышем лишь по времени разгона, увеличившегося с 30 до 240 с; стало возможным использование однофазной сети и получение экономии до 10 тыс. дол. на 1 км.

Двигатели с "печатными" полюсами используются в Южной Африке в отдаленных районах для самых разных применений: от буровых до конвейеров. Эти результаты и выводы полностью совпали с нашими, полученными при анализе приводов для производства химических волокон и нитей в текстильной промышленности.

#### Высокооборотные турбокомпрессоры и турбогенераторы

С 1989 г. в США развернута программа "Advanced energy system program" по разработ-

ке миниатюрных газотурбогенераторов (ГТУ) мощностью до 50 кВт с частотами вращения до 70000 об/мин. Ведущие фирмы: "Allied Signal", "Elloit Energy" и др. ГТУ предназначены для электроснабжения различного рода неподвижных объектов со стандартными сетевыми параметрами переменного тока, а также подвижных объектов с напряжением постоянного тока. К последним относятся перемещаемые полевые госпитали, рестораны, отели в горной местности, средства геологической разведки и др.

В настоящее время цена 1 кВт·ч электроэнергии (частота 50–60 Гц), получаемой от подобной установки, составляет 4–5 центов. Цена самой установки колеблется от 300 до 500 дол. за 1 кВт вырабатываемой ею энергии, меньшее значение относится, соответственно, к большей мощности установки. Общий энергетический КПД преобразования 28–30%. Очень низкий процент СО<sub>2</sub>, выбрасываемого в атмосферу. Приведенные цифры считаются во всем мире коммерчески выгодными.

С позиций электромеханики существует две основные проблемы: обеспечение механической прочности ротора и стабильность его балансировки от запуска к запуску; отвод тепла от ротора, т.е. минимизация потерь. Поэтому отпадает применение асинхронного электродвигателя и практически остается один вариант: синхронный электродвигатель с постоянными магнитами в структуре вентильного привода. Это может быть двигатель с самарий-кобальтовыми магнитами, помещенными в бандаж толщиной 5–10 мм на сторону, или двигатель с монолитным ротором из магнитно-деформационного сплава типа 25ХК15. Использование последнего крайне заманчиво, так как упрощается и удешевляется конструкция двигателя.

Нами на базе МГТУ им. Н.Э. Баумана с участием МЭИ, АО "Аэроэлектромаш", Института проблем сверхпластичности металлов (ИПСМ) РАН (Уфа), АО "Спецмагнит" и других организаций была выполнена эскизная разработка электродвигателя на мощность 130 кВт и частоту вращения 77000 об/мин. Ротор с наружным диаметром 80 мм длиной 200 мм намагничивался аппаратом статора при каждом запуске. Энергетические показатели двигателя (КПД > 97%;  $\cos \phi = 1$ ) обеспечили приемлемый (до 120–150°C) нагрев при заданном уровне номинальной нагрузки. Работа не получила дальнейшего развития из-за прекращения финансирования.

В АО "Аэроэлектромаш" созданы и функционируют приводы турбокомпрессоров подобной

конструкции мощностью до 20 кВт с частотой вращения до 60000 об/мин. Область применения – холодильная и криогенная техника, системы создания микроклимата, кондиционирования зданий, стационарных и подвижных объектов.

Таким образом:

1. Применение новых магнитно-деформационных сплавов для роторов и способов импульсного регулирования магнитного возбуждения двигателей позволило:

– увеличить мощности самозапускающихся синхронных двигателей с магнитным возбуждением в тысячи раз и реализовать их выполнение на мощности до 10–100 кВт;

– обеспечить лучшие, чем у асинхронного двигателя, пусковые свойства, уменьшить кратности пусковых токов по отношению к номинальным в 2–3 раза, снизить скорость нарастания температуры при пуске в 10 и более раз, что дало возможность использовать медленный пуск, оптимально сочетать требования по пусковым и рабочим моментам;

– повысить в рабочем режиме при регулировании возбуждения КПД до 85–97%,  $\cos \phi$  до 0,8–0,93, что выше, чем у других двигателей переменного тока.

2. Развитие адаптивных свойств СДРМВ позволило использовать простейшие параметрические способы регулирования и стабилизации рабочих показателей и характеристик как индивидуального, так и группового привода.

3. Разработки наиболее выгодно использовать в следующих областях: высокооборотный привод, так как для него необходим прочный ротор; инерционный привод, поскольку для него может быть достигнуто снижение установленной мощности в 2–10 и более раз; многодвигательный привод с прямым пуском и параметрическим регулированием; системы, требующие повышенной надежности и большого срока службы.

На сегодня (в опытном производстве) стоимость СДРМВ примерно в 2 раза выше стоимости асинхронных электродвигателей, но ниже стоимости синхронных электродвигателей с постоянными магнитами. При серийном производстве стоимость СДРМВ будет сопоставима со стоимостью асинхронных двигателей. Комплектный многодвигательный привод (система преобразователь–двигатель–коммутатор) на базе СДРМВ уже сегодня дешевле, чем привод на основе других двигателей переменного тока за счет меньшей установочной мощности преобразователя.

### Проблемы организации серийного производства

Двигатели типа СДРМВ по конструкции отличаются от асинхронных лишь выполнением ротора. Для его изготовления требуется специальный материал, который выпускают АО "Электросталь", АО "Спецмагнит", ИПСМ РАН (г. Уфа) и др. Опытные установки для его термомагнитной обработки имеются в АО "Спецмагнит", МЭИ (ТУ) и др.

В МЭИ (ТУ) разработаны десятки вариантов применения СДРМВ, системы их электропитания. Проведен анализ рынка машин в текстильной и химической отраслях, технические предложения направлены более чем на 50 предприятий. Получено более 20 положительных заключений, из которых следует, что потенциальный рынок составляет до 100000 машин в год. Однако общей проблемой этих отраслей является стагнация наших машиностроительных заводов и депрессия в экономике. Некоторое движение началось в последние 2 года и то по части замены существующих приводов на старых машинах.

Для серийного промышленного освоения нужна хорошая производственная база и инвестиции для организации производства и освоения выпуска опытных партий.

### Список литературы

1. Делекторский Б.А., Тарасов В.Н. Управляемый гистерезисный привод. М.: Энергоатомиздат, 1983.
2. ГОСТ 24897 – 81. Материалы магнитотвердые деформируемые. Марки, технические требования и методы контроля. Госстандарт СССР.
3. Делекторский Б.А., Тарасов В.Н. Импульсные возбудители для микромашин с магнитным возбуждением// Электричество. 1978. № 6. С.78–80.
4. Тарасов В.Н. Маломощный синхронный электропривод с регулируемым магнитным возбуждением// Электротехника. 1990. № 11. С.38–42.
5. Прецизионные сплавы. Справочник / Под ред. В.В. Мотовилова. М.: Металлургия, 1974.
6. Тарасов В.Н., Нагайцев В.И., Останин С.Ю., Павликова Е.В. Сравнительная оценка прецизионных гироскопических электроприводов на базе синхронных электродвигателей // Гироскопия и навигация. 1996. № 1. С. 41–47.
7. Тарасов В.Н., Останин С.Ю. Многодвигательный синхронный электропривод технологических машин// Конверсия в машиностроении. 1996. № 4. С.48–53.



Тарасов Владимир Николаевич – профессор МЭИ (ТУ), доктор техн. наук, акад. АЭН РФ. Окончил электромеханический факультет МЭИ (ТУ) в 1966 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Новые типы синхронных электродвигателей с регулируемым магнитным возбуждением" в 1987 г.

# Особенности работы асинхронного короткозамкнутого двигателя при питании от источника тока

УСОЛЬЦЕВ А.А., ЛУКИЧЁВ Д.В.

Анализируются основные величины, определяющие характер электромагнитных процессов в асинхронном короткозамкнутом двигателе при питании его от источника тока. При этом используется система относительных единиц, где в качестве базовой принято индуктивное сопротивление цепи намагничивания, что позволяет получить простые аналитические выражения для всех величин и с их помощью подтвердить известные ранее закономерности, а также получить некоторые новые результаты.

Работа асинхронной машины в различных режимах при питании её от источника электрической энергии с малым внутренним сопротивлением описана в [1–4]. Однако в современном автоматизированном приводе асинхронные двигатели (АД) зачастую питаются от силовых преобразователей электрической энергии импульсного типа. В большинстве случаев преобразователь охватывается обратной связью по току, образуя тем самым источник электрической энергии с бесконечно малой проводимостью, т.е. источник тока. При этом во всех режимах (генераторном, двигательном и тормозном) ток статора определяется только параметрами источника питания и в статическом режиме остается неизменным. Электромагнитные процессы в АД в этом случае протекают иначе, чем при питании от источника ЭДС, и для их понимания нужно рассмотреть некоторые детали и особенности.

При питании от источника ЭДС управляющее воздействие на электромагнитные процессы в АД и далее на электромеханические процессы осуществляется путём изменения амплитуды, частоты или фазы выходного напряжения источника питания (или его гладкой составляющей), т.е. образуется система управления АД с помощью напряжения (АДУН). Включение АД в систему питания, в которой управляющее воздействие осуществляется изменением амплитуды, частоты или фазы выходного тока источника, соответствует токовому управлению АД (АДУТ).

## Схема замещения и векторная диаграмма

Основой для последующего анализа работы АД служит Т-образная схема замещения без учёта магнитных потерь (рис.1).

Построим векторную диаграмму для участка  $a-b$ , совместив, как обычно, вектор основно-

*The main values of electromagnetic processes in current-fed squirrel cage induction motor's have been analyzed. A relative values system with mutual induction quantity as the basic value has been implemented, that simplifies all the analytical expressions and allow confirm the well-known results and obtain any new.*

го магнитного потока  $\Phi_m$  с вещественной осью (рис.2). Тогда ток намагничивания  $I_m$  будет совпадать по направлению с потоком. При изменении скольжения  $s$  от  $-\infty$  до  $+\infty$  конец вектора тока ротора будет описывать окружность диаметром  $U_{ab}/X_{2\sigma}$ , центр которой располагается в точке

$$I_m + \frac{U_{ab}}{2X_{2\sigma}} = \frac{U_{ab}}{X_m} \frac{1+2\sigma}{2\sigma}$$

вещественной оси комплексной плоскости, где

$\sigma = \frac{X_{2\sigma}}{X_m} = \frac{L_{2\sigma}}{L_m}$  – коэффициент рассеяния ротора АД.

Поскольку в исследуемой модели мы пренебрегаем потерями в магнитопроводе, то все точки, отделяющие на круговой диаграмме дуги, соответствующие режимам работы АД, будут симметричными относительно вещественной оси. Точки ХХ ( $s = 0$ ) и бесконечно больших скольжений ( $s = \pm\infty$ ) расположатся на вещественной оси, а точка КЗ ( $s = 1,0$ ) – на пересечении гипотенузы (или её продолжения) прямоугольного треугольника  $ABC$ , катетами которого в некотором масштабе являются  $X_{2\sigma}$  ( $AB$ ) и  $R_2/s$  ( $BC$ ).

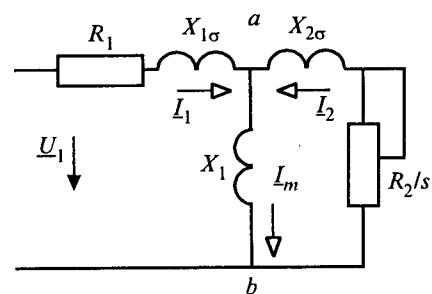


Рис.1. Схема замещения АД без учёта потерь в магнитопроводе

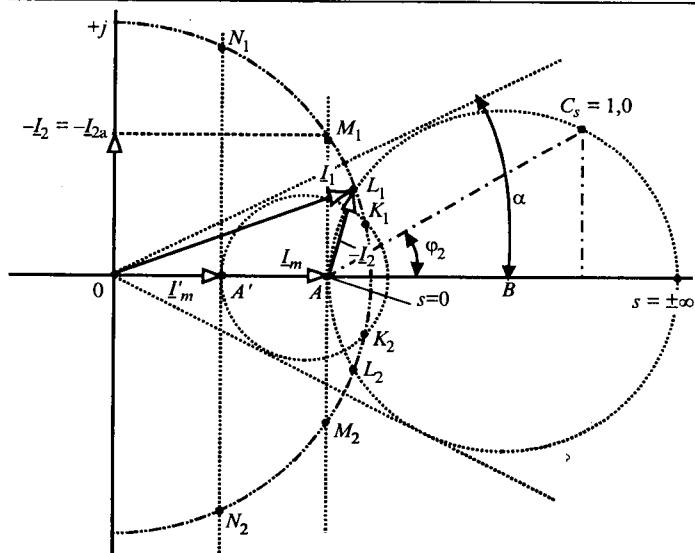


Рис.2. Векторная диаграмма токов

Так как в АДУТ значение тока статора  $I_1$  остаётся неизменным во всех режимах, то геометрическим местом точек конца вектора  $I_1$  является дуга окружности с центром в начале координат и радиусом, равным  $|I_1|$ .

С другой стороны, ток  $I_1$  получается суммированием тока намагничивания и тока ротора, поэтому конец этого вектора должен располагаться в точке круговой диаграммы тока  $I_2$ , соответствующей режиму работы АД (скольжению  $s$ ). Следовательно, он будет находиться в точке пересечения дуги окружности, соответствующей его модулю, с окружностью круговой диаграммы тока  $I_2$ .

Изменение режима работы АД будет приводить к изменению полного сопротивления участка  $a-b$  схемы замещения, что, при постоянном значении модуля тока  $I_1$ , вызовет изменение падения напряжения  $U_{ab}$ . С напряжением  $U_{ab}$  линейно связаны ток намагничивания и диаметр окружности круговой диаграммы. Поэтому при изменении режима работы АД круговая диаграмма будет изменять диаметр и положение центра, оставаясь внутри касательных, образующих с вещественной осью угол

$$\alpha = \pm \arcsin \left( \frac{1}{1 + 2\sigma} \right).$$

На рис.2 показаны два режима работы АД и соответствующие этим режимам круговые диаграммы. Чтобы не усложнять рисунок векторы токов изображены только для одного из них. В первом случае вектор  $I_1$  находится в точке  $L_1$ , расположенной на дуге двигательного режима АД. При увеличении скольжения двигатель пе-

реходит в режим торможения. Вследствие уменьшения  $U_{ab}$  диаметр круговой диаграммы уменьшается, и она смещается к началу координат вдоль касательных, образуя новую точку конца вектора  $I_1 - K_1$ . Точки  $L_2$  и  $K_2$  соответствуют таким же скольжениям в генераторном режиме. Предельными положениями диаграммы будут касания окружностью тока ротора дуги тока статора снаружи (режим XX) и внутри (режим бесконечно большого скольжения).

Существенным параметром, определяющим интенсивность трансформации векторной диаграммы токов, является коэффициент рассеяния ротора  $\sigma$ . Для машин серии 4А по данным, приведенным в приложении [5], этот коэффициент невелик, и при мощности выше 3–5 кВт можно упростить анализ, пренебрегая потоком рассеяния ротора. Тогда окружности векторных диаграмм выродятся в прямые линии  $M_1M_2$  и  $N_1N_2$ , проходящие через точки концов векторов тока намагничивания (рис.2).

#### Токи намагничивания и ротора

При постоянном значении модуля тока  $I_1$  падение напряжения  $U_{ab}$  будет определяться полным сопротивлением участка  $a-b$  схемы замещения (рис.1). Комплексное сопротивление этого участка

$$Z_{ab} = \frac{jX_m \left( \frac{R_2}{s} + jX_{2\sigma} \right)}{\frac{R_2}{s} + j(X_m + X_{2\sigma})}$$

или после приведения параметров к  $X_m$

$$Z_{ab} = X_m \frac{s/\rho + j[1 + (s/\rho)^2 \sigma \chi]}{1 + (\chi s/\rho)^2},$$

$$\text{где } \rho = \frac{R_2}{X_m} \text{ и } \chi = \frac{X_{2\sigma} + X_m}{X_m} = \frac{X_2}{X_m} = 1 + \sigma.$$

Модуль  $Z_{ab}$  можно определить в виде

$$z_{ab} = X_m \frac{\sqrt{(s/\rho)^2 + [1 + \sigma \chi (s/\rho)^2]^2}}{1 + \chi^2 (s/\rho)^2} = X_m \zeta_{ab},$$

где

$$\zeta_{ab} = \frac{z_{ab}}{X_m} = \sqrt{\frac{1 + \sigma^2 (s/\rho)^2}{1 + \chi^2 (s/\rho)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (s/\rho)^2}} \Bigg|_{X_{2\sigma}=0} \quad (1)$$

– полное относительное сопротивление участка  $a-b$ .

Отсюда

$$U_{ab} = I_1 z_{ab} = I_1 X_m \zeta_{ab}.$$

Ток намагничивания

$$I_m = \frac{U_{ab}}{X_m} = I_1 \zeta_{ab} \quad (2)$$

или в относительных единицах

$$i_m = \frac{I_m}{I_1} = \zeta_{ab}.$$

Резкое уменьшение тока намагничивания при увеличении скольжения вызывает пропорциональное уменьшение основного магнитного потока, что крайне неблагоприятно сказывается на работе машины. Для исключения этого явления нужно изменять ток статора АД обратно пропорционально  $\zeta_{ab}$ , что соответствует работе АД с постоянным потоком.

Так как функция  $1/\zeta_{ab}$  монотонно возрастающая, то для оценки необходимого максимального тока статора можно использовать точку КЗ. При этом его значение будет более чем в  $1/\rho$  раз превышать ток ХХ. Очевидно, что превышение тока ХХ в несколько десятков или сотен раз недопустимо по условию тепловой нагрузки на АД или источник питания, поэтому стабилизировать основной поток машины можно только в ограниченной области скольжений. Определим допустимую кратность тока:

$$k_i = \frac{I_{1\text{доп}}}{I_{10}} = \frac{1}{\zeta_{ab\text{доп}}}.$$

Тогда из выражений (1), (2) максимально допустимое скольжение

$$s_{\text{max}} = \frac{\rho}{\chi} \sqrt{\frac{k_i^2 - 1}{1 - k_i^2 (\sigma/\chi)^2}} = \rho \sqrt{k_i^2 - 1} \Big|_{X_{2\sigma}=0}. \quad (3)$$

Ток ротора можно определить в абсолютных и относительных единицах в виде

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{U_{ab}}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + X_{2\sigma}^2}} = \frac{U_{ab}s}{R_2 \sqrt{1 + \sigma^2 (s/\rho)^2}} = \\ &= I_1 \frac{\zeta_{ab} s / \rho}{\sqrt{1 + \sigma^2 (s/\rho)^2}}; \\ i_2 &= \frac{I_2}{I_1} = \frac{\zeta_{ab} s / \rho}{\sqrt{1 + \sigma^2 (s/\rho)^2}} = \\ &= \frac{s / \rho}{\sqrt{1 + \chi^2 (s/\rho)^2}} = \frac{s / \rho}{\sqrt{1 + (s/\rho)^2}} \Big|_{X_{2\sigma}=0}. \end{aligned} \quad (4)$$

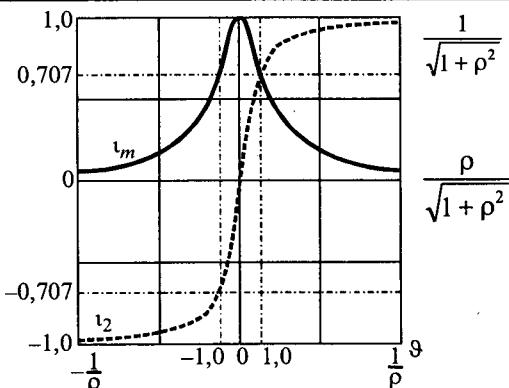


Рис.3. Обобщённые токи АДУТ при малом потоке рассеяния ротора

В выражениях (1)–(4) скольжение  $s$  всегда входит в отношение  $s/\rho$ . Поэтому величина, обратная относительному сопротивлению ротора  $1/\rho$ , играет роль масштаба скольжения и можно перейти к новой переменной  $\vartheta = s/\rho$ . Тогда мы получим некоторые обобщённые функции токов:

$$i_m = \frac{\sqrt{1 + (\sigma\vartheta)^2}}{\sqrt{1 + (\chi\vartheta)^2}}; \quad i_2 = \frac{\vartheta}{\sqrt{1 + (\chi\vartheta)^2}}.$$

Для них можно установить характерные точки  $\vartheta = \pm 1/\chi$  ( $s = \pm \frac{\rho}{\chi}$ ) и  $\vartheta = \pm \infty$  ( $s = \pm \infty$ ). В первой точке значения обобщённых относительных токов намагничивания и ротора

$$i_m = \frac{1}{\chi\sqrt{2}} \sqrt{\sigma^2 + \chi^2} \Big|_{\vartheta=\pm 1/\chi}; \quad i_2 = \pm \frac{1}{\chi\sqrt{2}} \Big|_{\vartheta=\pm 1/\chi},$$

т.е. при отсутствии потока рассеяния они равны  $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$  и это значение соответствует  $\vartheta = \pm 1$  (рис.3). Во второй точке, значения этих токов равны соответственно  $\sigma/\chi$  и  $\pm 1/\chi$ .

При слабом потоке рассеяния для обобщённых токов можно выделить ещё одну характерную точку, соответствующую режиму КЗ АДУТ  $s = 1$  и  $\vartheta \approx 1/\rho$ . Для неё относительные значения обобщённых токов будут равны

$$\frac{\rho}{\sqrt{1 + \rho^2}} \text{ и } \pm \frac{1}{\sqrt{1 + \rho^2}}.$$

#### Электромагнитный момент

Определим электромагнитный момент АДУТ, воспользовавшись векторным представлением токов [2, 7],

$$M = \frac{m_1}{2} z_p L_m |i_2 \times i_1|,$$

где  $m_1$  – число фаз статора;  $z_p$  – число пар полюсов, а  $i_2$  и  $i_1$  – пространственные векторы токов ротора и статора.

Тогда, с учётом того, что  $i_1 = i_m - i_2$ ,

$$M = \frac{m_1}{2} z_p L_m |(i_2 \times i_m) - (i_2 \times i_2)| = \\ = \frac{m_1}{2} z_p L_m |i_2 \times i_m| = \frac{m_1}{2} z_p L_m I_{2\max} I_{m\max} \sin \psi,$$

где  $I_{2\max}$  и  $I_{m\max}$  – амплитудные значения токов ротора и намагничивания;  $\sin \psi$  – угол между векторами этих токов (рис.2).

Но  $\psi + \varphi_2 = \pi/2 \Rightarrow \sin \psi = \cos \varphi_2$ . Учитывая это и переходя к действующим значениям, получаем:

$$M = \frac{m_1}{2} z_p L_m I_{m\max} I_{2\max} \cos \varphi_2 = 3z_p L_m I_m I_{2a},$$

где  $I_{2a}$  – активная составляющая тока ротора.

Найти эту составляющую несложно, пользуясь законом Ома в символической форме:

$$I_2 = \frac{\underline{U}_{ab}}{\frac{R_2}{s} + jX_{2\sigma}} = \frac{\underline{U}_{ab}}{X_m} \frac{(1 - j\sigma s / \rho) s / \rho}{1 + \sigma^2 (s / \rho)^2}.$$

Отсюда

$$I_{2a} = \frac{\underline{U}_{ab}}{X_m} \frac{s / \rho}{1 + \sigma^2 (s / \rho)^2} = \frac{\underline{U}_{ab}}{X_m} \underline{I}_{2a}.$$

Подставляя в это выражение  $\underline{U}_{ab}$ , получаем:

$$I_{2a} = \frac{I_1 X_m \zeta_{ab}}{X_m} \underline{I}_{2a} = I_1 \zeta_{ab} \underline{I}_{2a}.$$

Тогда электромагнитный момент АДУТ

$$M = m_1 z_p L_m I_1^2 (\zeta_{ab} \underline{I}_{2a}) = \frac{m_1}{2} z_p L_m I_1^2 \mu' = M'_{\max} \mu',$$

где

$$M'_{\max} = \frac{m_1}{2} z_p L_m I_1^2; \quad \mu' = \frac{2 / \chi}{\frac{\rho}{\chi s} + \frac{\chi s}{\rho}}. \quad (5)$$

Если отнести величину  $1/\chi$  в числителе  $\mu'$  к максимальному моменту, то окончательно для максимального и относительного моментов получим хорошо известные из [4, 6, 7] выражения:

$$M_{\max} = \frac{M'_{\max}}{\chi} = \frac{m_1}{2} z_p I_1^2 \frac{L_m^2}{L_{2\sigma} + L_m} \\ \text{и } \mu = \frac{2}{\frac{s_{kp}}{s} + \frac{s}{s_{kp}}}, \quad (6)$$

где критическое скольжение

$$s_{kp} = \pm \frac{\rho}{\chi} = \pm \frac{R_2}{X_2} = \pm \frac{R_2}{X_{2\sigma} + X_m}. \quad (7)$$

Сравнивая выражения (3) и (7), можно определить максимальную кратность тока статора  $k_{i\max}$ , необходимую для обеспечения условия постоянства основного магнитного потока на всём участке статической устойчивости механической характеристики. Для этого требуется, чтобы

$s_{kp} \leq s_{\max}|_{k_i=k_{i\max}}$ . Это равносильно условию

$$k_{i\max} \geq \sqrt{\frac{2}{1 + (\sigma / \chi)^2}} = \sqrt{2} \sqrt{\frac{L_{2\sigma} + L_m}{2L_{2\sigma} + L_m}} \approx \sqrt{2},$$

т.е. для стабилизации потока при скольжениях  $|s| < s_{kp}$  достаточно на 40% увеличить ток статора по сравнению с током ХХ, что безусловно возможно для большинства машин.

Включение взаимоиндукции  $L_m$  в максимальный момент  $M_{\max}$  затрудняет анализ влияния насыщения на механическую характеристику  $\mu(s)$ . Из трёх параметров АД ( $R_2$ ,  $L_m$  и  $L_{2\sigma}$ ) индуктивность рассеяния наименее подвержена влиянию режима работы машины, так как активное сопротивление ротора и взаимная индуктивность значительно изменяются вследствие нагрева обмотки и насыщения магнитопровода. Поэтому целесообразно преобразовать выражение для момента так, чтобы в базовой величине механической характеристики ( $M_{\max}$ ) осталась только  $L_{2\sigma}$ . Тогда из (5) мы получим

$$M = M''_{\max} \mu'',$$

где

$$M''_{\max} = \frac{m_1}{2} z_p L_{2\sigma} I_1^2; \quad \mu'' = \frac{1}{\sigma(1 + \sigma)} \mu = \mu''_{\max} \mu. \quad (8)$$

Используя переменную  $\vartheta = s/\rho$ , выражение (8) можно рассматривать как обобщённую механическую характеристику, аналогично тому, как это было сделано для токов. Критический режим наступает при

$\vartheta_{kp} = \pm 1/\chi = \pm 1/(1 + \sigma) = \mu''_{\max} \sigma$  (рис.4). Режим КЗ ( $s = 1$ ) соответствует  $\vartheta_{KZ} = 1/\rho$ , а относительный пусковой момент

$$\mu''_n = \frac{2\rho}{\sigma[\rho^2 + (1 + \sigma)^2]}.$$

В отличие от характеристики  $\mu(s)$  (6) у характеристики  $\mu''(s)$  с изменением параметров АД меняется не только критическое скольжение, но и опрокидывающий момент.

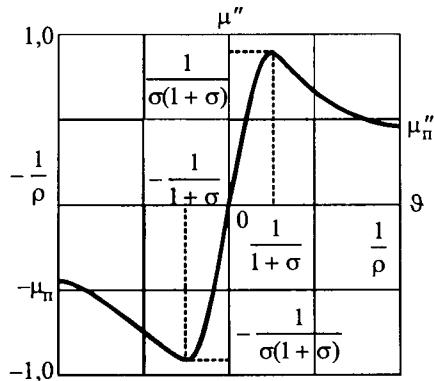


Рис.4. Обобщённая механическая характеристика АДУТ

Приведение параметров АД к взаимоиндукции позволяет анализировать влияние насыщения магнитопровода на механическую характеристику. Если учесть его некоторым коэффициентом насыщения  $1 \leq \delta(\iota_m) < \infty$ , то  $X_m = X_{m0}/\delta$ , где  $X_{m0}$  – индуктивное сопротивление при отсутствии насыщения. Тогда параметры критического режима характеристики  $\mu''(s)$

$$s_{kp} = \pm \frac{\rho}{\chi} = \pm \frac{\rho}{1+\sigma} = \pm \frac{\rho_0 \delta}{1+\sigma_0 \delta};$$

$$\mu''_{max} = \pm \frac{1}{\sigma(1+\sigma)} = \pm \frac{1}{\sigma_0 \delta (1+\sigma_0 \delta)}.$$

Соотнося эти значения со значениями, соответствующими линейному участку кривой намагничивания машины,

$$s_{kp0} = \pm \frac{\rho_0}{1+\sigma_0} \text{ и } \mu''_{max0} = \pm \frac{1}{\sigma_0 (1+\sigma_0)},$$

мы получим координаты режима опрокидывания в функции  $\delta$  (рис.5)

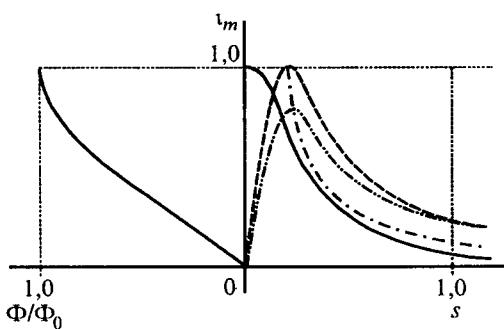


Рис.5. Влияние насыщения магнитопровода на механическую характеристику АДУТ:

—  $i_m(s)$ ; —  $i_0(s)$ ; - · -  $M(\Sigma, \delta)$ ; - · -  $i(s)$

$$\Sigma(\delta) = \frac{s_{kp}}{s_{kp0}} = \pm \frac{\delta(1+\sigma_0)}{1+\sigma_0 \delta};$$

$$M(\Sigma, \delta) = \frac{\mu''_{max}}{\mu''_{max0}} = \pm \frac{1+\sigma_0}{\delta(1+\sigma_0 \delta)} = \frac{\Sigma}{\delta}.$$

Насыщение магнитопровода влияет только на параметры рабочего участка механической характеристики. При больших скольжениях ток  $i_m$  уменьшается и рабочая точка перемещается на линейный участок кривой намагничивания. Поэтому на пусковых характеристиках явление насыщения не сказывается.

Определим теперь запас устойчивости АДУТ по выражению (4). Так как и максимальный и номинальный моменты являются функциями относительного, то коэффициент перегрузочной способности можно представить в виде

$$k_m = \frac{1 + (\chi s_n / \rho)^2}{2 \chi s_n / \rho},$$

где  $s_n$  – скольжение АД в номинальном режиме.

Однако из предыдущего анализа известно, что АДУТ имеет существенно меньшее критическое скольжение, чем АДУН. Поэтому, если принять в качестве номинального скольжение в режиме АДУН, то может оказаться, что оно близко к критическому и тогда  $k_m$  будет близок к единице. Если же учесть, что максимальный момент АДУН соответствует току статора, существенно превышающему номинальный, и предположить в АДУТ такое же соотношение токов, т.е. определить опрокидывающий момент АДУТ при токе  $I_{1kp}$ , равном току статора АДУН в режиме опрокидывания, тогда запас устойчивости в первом приближении (с ошибкой в сторону занижения) будет равен отношению

$$k_m = \frac{I_{1kp}^2}{I_{1n}^2}.$$

Для машин серии 4А  $k_m$  линейно возрастает в функции логарифма мощности и достигает 9–10, что существенно превосходит значение этого показателя в режиме АДУН.

Все рассмотренные особенности механической характеристики АДУТ объясняются тем, что в этом режиме исключается влияние статора и работа машины определяется только процессами в цепях намагничивания и ротора.

#### Частотное управление

Для анализа влияния частоты источника питания на процессы в АДУТ используем параметры, традиционные для частотного управления:

$\alpha = \omega_1 / \omega_{1n}$  и  $\beta = \omega_2 / \omega_{1n}$  – относительные частоты статора и ротора, где  $\omega_1$  и  $\omega_2$  – действительные частоты, а  $\omega_{1n}$  – номинальная частота тока статора АД. Тогда скольжение  $s$  можно представить в виде  $s = \beta / \alpha$ .

Коэффициент рассеяния  $\sigma$  и величина  $\chi$  от частоты питания не зависят, а скольжение  $s$  во всех выражениях для токов и момента входит в отношение  $s/\rho$ , которое преобразуется к виду  $\beta/\rho_n$ , где

$$\rho_n = \rho\alpha = \frac{R_2}{X_m} \frac{\omega_1}{\omega_{1n}} = \frac{R_2}{\omega_1 L_m} \frac{\omega_1}{\omega_{1n}} = \frac{R_2}{\omega_{1n} L_m}$$

– значение  $\rho$  при номинальной частоте статора.

Поэтому при переменной частоте тока статора все процессы в АДУТ будут описываться вышеупомянутыми выражениями, если в них заменить  $\rho$  на  $\rho_n$  и  $s$  на  $\beta$ .

Из этого следует, что при частотном управлении АДУТ механические характеристики будут смещаться параллельно естественной характеристике, сохраняя значения максимального момента и критического скольжения, поэтому диапазон регулирования АДУТ

$$D = \frac{1}{\beta_{kp}} = \frac{\chi}{\rho} = \frac{\omega_{1n}(L_{2\sigma} + L_m)}{R_2}$$

будет существенно больше, чем АДУН. В реальной машине этот диапазон несколько меньше, так как в ней оказывается влияние насыщения магнитопровода (уменьшение  $L_m$ ) и нагрева обмотки ротора (увеличение  $R_2$ ).

## Выводы

1. Приведение параметров цепи ротора АД к индуктивному сопротивлению цепи намагничивания позволяет описать электромагнитные процессы в машине, питающейся от источника тока, удобными аналитическими выражениями, которые являются функциями коэффициента рассеяния  $\sigma = X_{2\sigma} / X_m$  и относительного сопротивления  $\rho = R_2 / X_m$  ротора.

2. С помощью полученных выражений можно проанализировать все основные величины и, в частности, показать, что стабилизация основного магнитного потока изменением тока статора в АДУТ возможна во всём диапазоне устойчивой работы машины и при этом ток ста-

тора не будет превышать ток в режиме опрокидывания. Кроме того, можно показать, что при этом же условии для тока статора коэффициент перегрузочной способности АДУТ существенно превышает коэффициент АДУН.

3. Относительное сопротивление  $\rho$  может служить масштабным коэффициентом скольжения  $s$ , образуя с ним некоторое обобщённое скольжение  $s/\rho$ , с помощью которого можно анализировать свойства различных характеристик АД в общем виде. При этом все характерные точки оказываются простейшими функциями параметров  $\rho$  и  $\sigma$ .

4. Полученные результаты хорошо согласуются с известными данными теории и практики работы АД при питании от источника тока, а также с результатами моделирования в среде MatLab/Simulink.

## Список литературы

1. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Ч.II. Машины переменного тока. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1958.
2. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963.
3. Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. М.: Наука, 1966.
4. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974.
5. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1994.
6. Ковчин С.А., Сабинин Ю.А. Теория электропривода. СПб.: Энергоатомиздат, 2000.
7. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. Л.: Энергоиздат, 1982.

Усольцев Александр Анатольевич – доцент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем С.-Петербургского ГУ информационных технологий, точной механики и оптики, канд. техн. наук. Окончил факультет энергетики и автоматизации Северо-Западного заочного политехнического института в 1973 г. Защитил диссертацию по теме "Исследование и разработка системы маловентильный преобразователь частоты – асинхронный двигатель" в 1982 г.

Лукичёв Дмитрий Вячеславович – аспирант кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем С.-Петербургского ГУ информационных технологий, точной механики и оптики. Окончил факультет компьютерных технологий и управления С.-Петербургского ГИ точной механики и оптики в 2002 г.

# К совершенствованию методов исследования и расчёта асинхронных электродвигателей

РАМАЗАНОВ И.М.

*Аналитическое решение системы уравнений, связывающих геометрию и обмоточные данные асинхронного электродвигателя (АЭД) с его рабочими характеристиками и статическими параметрами схемы замещения, существенно расширяет возможности методики инженерных расчётов АЭД.*

С развитием вычислительной техники все большее распространение получают методы расчёта и исследования асинхронных электрических машин (АЭМ) на основе фундаментальных уравнений электродинамики и системы уравнений электромеханического преобразования энергии [1–4]. Их цель – увеличение точности расчётов и распространение математического моделирования на такие сложные электромеханические процессы, как пуск и остановка машин, работа в неполнофазном режиме и др. Однако методики, основанные на теории цепей, продолжают оставаться основным инструментом расчёта и исследований АЭМ.

В настоящей работе делается попытка показать, что возможности методик электромагнитных расчётов АЭМ, основанных на схеме замещения, могут быть существенно расширены и успешно использованы для достаточно глубоких и точных исследований машин. Для этого была составлена замкнутая система уравнений АЭД и программа ее аналитического решения.

Система уравнений, которая легла в основу расчётной компьютерной модели, является, хотелось бы это подчеркнуть, компиляцией известных источников. Расчёт магнитопровода заимствован из [5] с незначительными изменениями, связанными с формализацией некоторых геометрических соотношений. Расчёт сопротивления нагрузки выполнялся по [6] с учетом Т-образной схемы замещения. Индуктивные сопротивления обмоток рассчитывались по [2]. Формулы для вычисления коэффициентов вытеснения тока и снижения индуктивного сопротивления части паза, занятого проводником, взяты из [2], а также [1, 7]. Все использованные формулы известны и, видимо, нет нужды их здесь приводить.

В табл.1, 2 приведены данные стендовых испытаний известных двигателей и результаты, полученные расчётыным путем. Возможно, приведенные цифры сами по себе будут интересны читателю журнала, если он конструктор или испытатель АЭД. Представляется важным также, приводя нечастый в инженерной практике слу-

чай – аналитическое решение инженерной задачи и иллюстрируя его графическими материалами, показать специалистам, что речь идёт не о научных упражнениях, а об эффективном инструменте для расчёта и исследования реальных машин.

Были исследованы машины:

– погружной электродвигатель для привода безштанговых насосов для откачки пластовых жидкостей (нефти) ПЭД 32-117 мощностью 32 кВт, диаметром 117 мм;

– двигатель общего назначения АИР56В2У3.

В математическую модель, как обычно, вводили геометрию магнитопровода, электрические и магнитные свойства материалов, параметры электропитания. Имитируя стендовые испытания, задавали нагрузку от нуля до значения, заранее превышающего максимальную мощность двигателя. Получили статические параметры и рабочие характеристики машин, как функции нагрузки. Как видно из графических материалов, эти функции непрерывны и существуют с первыми производными во всей области определения. Можно отметить также, что первые производные всех функций имеют особенность в одной и той же единственной точке.

Сравнение результатов расчётов с экспериментальными материалами, полученными на заводах-изготовителях, показывает, что расчётные рабочие характеристики АЭД достаточно близки к значениям, полученным на стенде. Для сравнения из расчётных массивов выбраны значения, соответствующие экспериментальным по задаваемому параметру. Представлено одинаковое количество экспериментальных и рассчитываемых точек, хотя, разумеется, по объему и качеству получаемой информации возможности математических и экспериментальных исследований несопоставимы. Результаты приведены в табл.1, 2.

Сравнение первых и последних столбцов табл.1, 2 показывает, что задаваемое и расчётное значение нагрузки на вал совпадает с высокой точностью, что подтверждает аналитичес-

Таблица 1

Рабочие характеристики двигателя АИР56В2У3 ( $2p = 2$ ,  $N_{\text{ном}} = 250$  Вт)\*

Рабочая нагрузка $P_2$ , Вт	КПД, %	$\cos \varphi$ , %/100	Скольжение, %	Мощность, $P_1$ , Вт	Ток номинальный, А	$P_2$ (расчет), Вт
336,3	68,5	0,86	9,07	491,0	0,867	
336,3	67,9	0,87	9,36	494,89	0,876	336,30
299,2	72,1	0,82	7,53	415,0	0,769	
299,2	70,68	0,84	7,75	423,3	0,761	299,20
260,2	73,3	0,78	6,20	355,0	0,691	
260,2	73,0	0,79	6,35	356,6	0,678	260,20
250,0	73,5	0,766	5,88	340,0	0,675	
250,0	73,47	0,78	6,0	340,27	0,659	250,00
219,6	73,6	0,715	4,97	298,5	0,634	
219,6	73,47	0,747	5,12	293,97	0,607	219,6
177,9	71,9	0,648	3,80	247,5	0,580	
177,9	75,6	0,646	4,03	235,15	0,55	177,96
134,8	70,0	0,539	2,80	192,5	0,543	
134,8	0,75	0,526	3,06	178,76	0,517	134,74
72,9	56,9	0,377	1,47	128,0	0,515	
72,9	70,0	0,319	1,86	103,99	0,495	72,90

\* В числителе – стендовые, в знаменателе – расчётные.

Таблица 2

Рабочие характеристики двигателя ПЭД 32-117 ( $2p = 2$ ,  $N_{\text{ном}} = 32000$  Вт)\*

	Рабочая нагрузка $P_2$ , Вт	КПД, %	$\cos \varphi$ , %/100	Скольжение, %	Мощность, $P_1$ , Вт	Ток номинальный, А	$P_2$ (расчет), Вт
1	12102	82,75	0,615	1,77	14626	13,70	
	12102	84,62	0,622	2,06	14301	13,26	12102,00
2	18029	84,76	0,733	2,71	21270	16,70	
	18029	85,41	0,742	2,98	21109	16,43	18031,88
3	23773	85,13	0,804	3,49	27297	20,00	
	23773	85,14	0,807	3,94	27922	19,98	23774,82
4	25852	84,41	0,814	4,26	30628	21,70	
	25852	84,90	0,823	4,31	30448	21,35	25852,0
5	27677	84,10	0,829	4,74	32912	22,80	
	27677	84,62	0,835	4,66	32704	22,61	27677,00
6	27875	84,02	0,827	4,740	33177	23,10	
	27875	84,59	0,836	4,69	32952	22,75	27875,00
7	30863	83,59	0,854	5,30	36924	25,00	
	30863	84,04	0,852	5,28	36723	24,89	30863,00
8	32248	83,26	0,853	5,51	38731	26,20	
	32248	83,74	0,858	5,56	38507	25,92	32248,00
9	34169	82,83	0,862	5,94	41251	27,50	
	34169	83,30	0,864	5,97	41017	27,39	34169,00

кую сходимость полученного решения. Заметим, что по другим характеристикам решение также сходится. Например, рассчитав значение ЭДС при нагрузке  $P_2 = 219,6$  (табл.2) тремя разными способами, неизменно получим 190,059 В.

На рис.1–3 и 4–6 представлены результаты исследования двигателей АИР56В2У3 и ПЭД 32-117. Как видно из рис.1–6, после рабочей зоны крутого изменения параметров, характерный излом в точке "опрокидывания" машины и

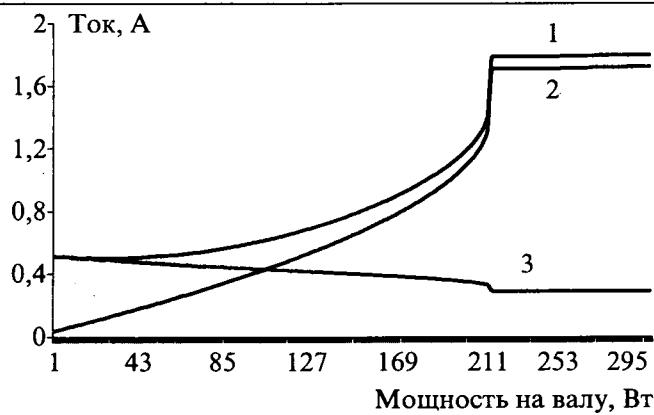


Рис.1. Ток статора (1), приведенный ток ротора (2) и ток намагничивания (3) двигателя АИР56В2У3

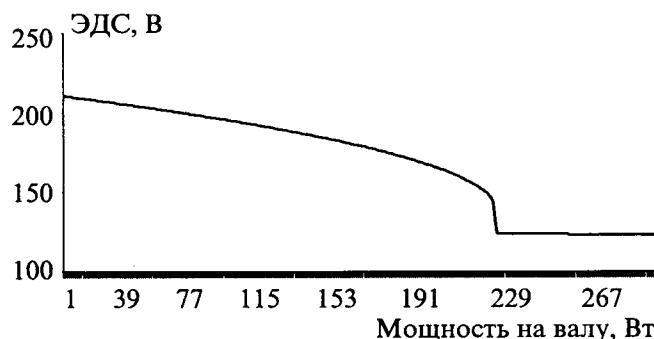


Рис.2. ЭДС двигателя АИР56В2У3

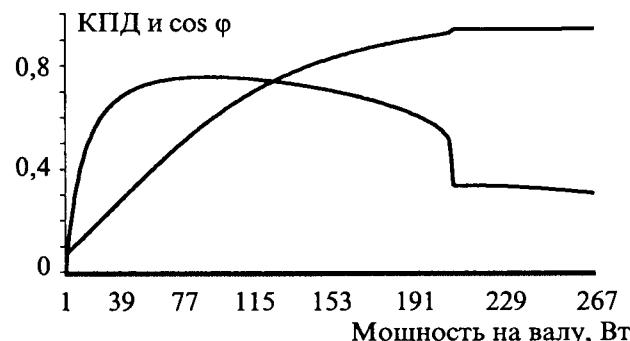


Рис.3. Коэффициенты мощности и полезного действия двигателя АИР56В2У3

затем переход в практически горизонтальную линию. Как известно, при реальных испытаниях АЭД происходит то же самое: после зоны рабочих нагрузок с ростом последней идет крутое, все возрастающее ухудшение параметров, например, рост тока, затем двигатель останавливается, перестает реагировать на внешнюю нагрузку, и характеристики стабилизируются.

Здесь показана лишь небольшая часть возможностей представляемой модели. В плане оптимизации АЭД представляют интерес исследования статических параметров машин, которые здесь не приводятся, однако были выполнены при подготовке статьи.

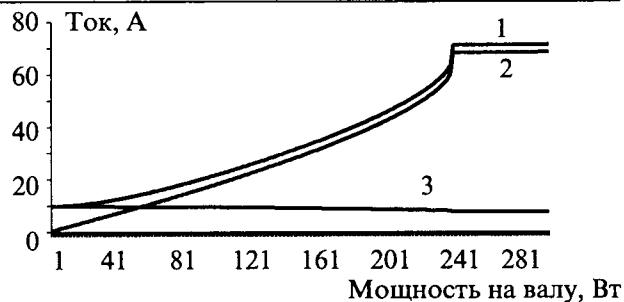


Рис.4. Ток статора (1), приведенный ток ротора (2) и ток намагничивания (3) двигателя ПЭД32-117

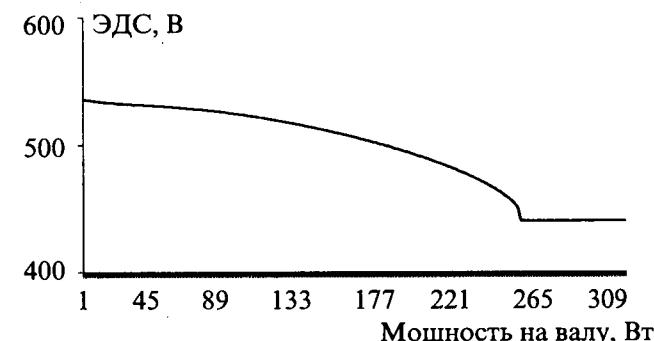


Рис.5. ЭДС двигателя ПЭД32-117

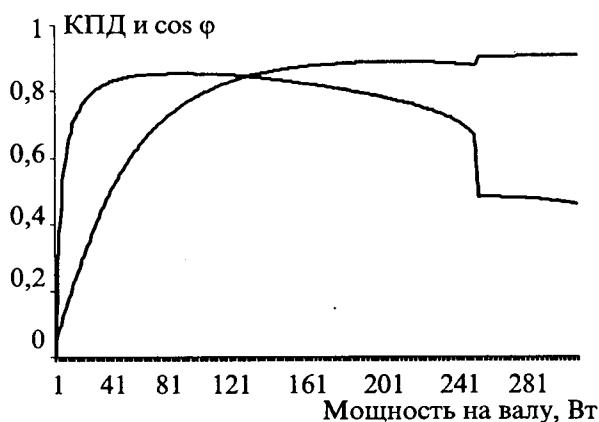


Рис.6. Коэффициенты полезного действия и мощности двигателя ПЭД32-117

Представляют интерес результаты исследования машин при работе в условиях нестандартного по частоте и напряжению питания. Анализичность и непрерывность полученного решения позволяют с большой степенью вероятности предположить, что существует решение и обратной задачи. А это означает возможность полной автоматизации расчёта оптимальной геометрии магнитопровода и обмоточных данных.

Несомненно, у наших коллег на заводах и в инженерных центрах есть высокие достижения в данной области. Сравнение возможностей разных методов позволило бы определить перспективность различных направлений развития сис-

тем расчёта и анализа асинхронных машин. Представляется полезным провести с этой целью на страницах журнала или иным гласным образом сравнительные расчёты и исследования АЭД.

#### Список литературы

1. Копылов И.П. Электрические машины. М., 2002.
2. Домбровский В.В., Зайчик В.М. Асинхронные машины: Теория, расчёт, элементы проектирования. Л., 1990.
3. Чувашев В.А., Броди В.Я., Папазов Ю.Н. и др. Совершенствование асинхронных двигателей малой мощности // Электротехника. 2002. №10. С. 21–26.

4. Чувашев В.А., Железняков А.В., Папазов Ю.Н. и др. Математическая модель взрывозащищенного асинхронного погружного электродвигателя для привода центробежных безштанговых насосов // Электротехника. 2002. №10. С. 27–33.

5. Счастливый Г.Г., Семак В.Г., Федоренко Г.М. Погружные асинхронные электродвигатели. М., 1983.

6. Гурин Я.С., Кузнецов Б.И. Проектирование серий электрических машин. М., 1978.

## Математическая модель для исследования асинхронного двигателя при выбеге

МОЩИНСКИЙ Ю.А., ПЕТРОВ А.П.

Разработана математическая модель для исследования режима выбега асинхронного несимметричного двигателя. Преобразования дифференциальных уравнений произведены при соблюдении двух условий перехода. Первое – постоянство потокосцеплений статора по оси  $\beta$  и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ , второе – постоянство угловой скорости ротора. Представлены результаты расчета режимов пуска и выбега асинхронного конденсаторного двигателя типа 4АА56А4У3, а также сравнение с экспериментальными данными.

Массовое применение асинхронных двигателей (АД) как при трехфазном, так и при однофазном питании обуславливает большой интерес к вопросам математического моделирования этого типа двигателей. Это приводит к созданию все новых и оригинальных математических моделей для исследования широкого круга происходящих в двигателе электромагнитных и электромеханических процессов.

При использовании общепромышленных трехфазных АД в случае однофазного питания наиболее применимы в качестве фазосдвигающих элементов конденсаторы, при этом мы имеем дело с асинхронным конденсаторным двигателем (АКД).

В последние годы авторы посвятили целую серию работ вопросам синтеза и анализа математических моделей АД и АКД [1–7].

Анализ научных работ, посвященных динамике АД, показал, что в исследованиях недостаточно внимания уделено такому режиму, как выбег. А между тем, этот режим является столь же частым, как и режим пуска, и несмотря на его широкое распространение фактического материала для исследования данного режима явно недостаточно.

В данной статье предлагается аналитическое преобразование дифференциальных уравнений

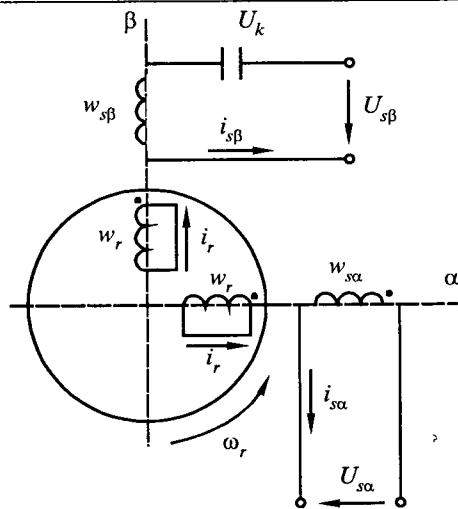
*The mathematical model for research of a mode run-out of the induction irregular motor is developed. Transformations of the differential equations is made at observance of two conditions of transition. First – constancy flux-linkage of stator on an axis  $\beta$  and rotor on axes  $\alpha$  and  $\beta$ , second – constancy of angular speed of a rotor. The results of account of modes of start-up and run-out of the induction condenser motor of a type 4AA56A4У3, and also comparison with experimental data are submitted.*

(ДУ) с целью создания математической модели для исследования АД и АКД в режиме выбега. При этом совершенно необходимо, чтобы при принятых допущениях математическая модель как можно полно и адекватно отражала физический смысл протекающих в двигателе процессов в своей структуре.

Вывод системы ДУ выполняется при следующих допущениях: воздушный зазор равномерен, магнитная проводимость неизменна, отсутствуют потери на гистерезис и вихревые токи, высшие пространственные гармоники пренебрежимо малы, магнитное поле в воздушном зазоре синусоидально, фазные обмотки статора и эквивалентные обмотки ротора сдвинуты в пространстве на  $90^\circ$ .

ДУ записываются в неподвижных жестко связанных со статором ортогональных координатах  $\alpha$ – $\beta$ . При этом схема трехфазного двигателя приводится к эквивалентной базовой схеме, которая имеет две обмотки: главную по оси  $\alpha$  и вспомогательную конденсаторную по оси  $\beta$ . Параметры двухфазной эквивалентной машины приводятся к числу витков главной фазы  $\alpha$ , смещенной с фазой  $A$  исходного трехфазного симметричного АД (рис.1).

Необходимо отметить, что последующие преобразования и окончательная математическая



тора и ротора;  $\Psi_{s\alpha}$ ,  $\Psi_{s\beta}$ ,  $\Psi_{r\alpha}$ ,  $\Psi_{r\beta}$  – потокосцепления статора и ротора на соответствующих фазах.

Для АКД  $U_{s\beta} = \frac{U - 2U_k}{3}$ , где  $U$ ,  $U_k$  – напряжение питающей сети и напряжение на конденсаторе. Подробное определение  $U_k$  и расчёт емкости конденсатора даны в [2,3].

При отключении двигателя от сети, основным условием характеризующим отключенную фазу статора является выражение

$$i_{s\alpha} = \frac{L_r}{G} \Psi_{s\alpha} - \frac{M}{G} \Psi_{r\alpha} = 0, \quad (3)$$

которое учтем при выполнении дальнейших преобразований.

Выделим из уравнения (3) потокосцепление

$$\Psi_{s\alpha} = \frac{M}{L_r} \Psi_{r\alpha}, \quad (4)$$

представив его в виде

$$\Psi_{s\alpha} = k_r \Psi_{r\alpha}, \quad (5)$$

где коэффициент

$$k_r = M/L_r. \quad (6)$$

Подставляя в систему ДУ (1) выражение (5) и учитывая, что обмотка статора по оси  $\alpha$  обесточена, получаем:

$$\begin{aligned} d\Psi_{s\beta}/dt &= U_{s\beta} - k_{s1}\Psi_{s\beta} + k_{s2}\Psi_{r\beta}; \\ d\Psi_{r\alpha}/dt &= k_{r2}k_r\Psi_{r\alpha} - k_{r1}\Psi_{r\alpha} - \omega_r\Psi_{r\beta}; \\ d\Psi_{r\beta}/dt &= k_{r2}\Psi_{s\beta} - k_{r1}\Psi_{r\beta} + \omega_r\Psi_{r\alpha}. \end{aligned} \quad (7)$$

Рассмотрим подробнее второе уравнение полученной системы ДУ, преобразовав его к виду

$$d\Psi_{r\alpha}/dt = \Psi_{r\alpha}(k_{r2}k_r - k_{r1}) - \omega_r\Psi_{r\beta}. \quad (8)$$

С учётом (2) и (6)

$$\begin{aligned} k_{r2}k_r - k_{r1} &= \frac{r_r M}{G} \frac{M}{L_r} - \frac{r_r L_s}{G} = r_r \left( \frac{M^2 - L_r L_s}{GL_r} \right) = \\ &= -\frac{r_r}{L_r} \left( \frac{L_r L_s - M^2}{L_r L_s - M^2} \right) = -\frac{r_r}{L_r}. \end{aligned}$$

Тогда, система ДУ АКД, описывающая электромагнитные переходные процессы после отключения фазы  $\alpha$  от напряжения сети имеет вид:

$$\begin{aligned} d\Psi_{s\beta}/dt &= U_{s\beta} - k_{s1}\Psi_{s\beta} + k_{s2}\Psi_{r\beta}; \\ d\Psi_{r\alpha}/dt &= (-r_r/L_r)\Psi_{r\alpha} - \omega_r\Psi_{r\beta}; \\ d\Psi_{r\beta}/dt &= k_{r2}\Psi_{s\beta} - k_{r1}\Psi_{r\beta} + \omega_r\Psi_{r\alpha}. \end{aligned} \quad (9)$$

Электромагнитный момент

$$M_s = \frac{3}{2} \frac{pM}{L_s L_r - M^2} (\Psi_{s\beta}\Psi_{r\alpha} - \Psi_{s\alpha}\Psi_{r\beta}). \quad (10)$$

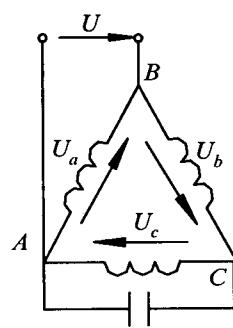


Рис.2. Схема включения АКД

Рис.1. Базовая модель эквивалентного двухфазного АКД

модель справедлива как для АД, так и для АКД. В случае последнего кроме упомянутого выше перехода к базовой схеме потребуется замена напряжения  $U_{s\beta}$  на напряжение по этой координатной оси, соответствующее конкретной схеме включения трехфазных обмоток статора. Подробное описание перехода к базовой схеме и приведения параметров при различном соединении обмоток статора и включения конденсаторов дано в [2, 3]. В дальнейшем при преобразованиях для АКД используется схема соединения треугольником (рис.2).

Система ДУ в осях  $\alpha$ – $\beta$ , преобразованная к нормальному виду, запишется в виде

$$\begin{aligned} d\Psi_{s\alpha}/dt &= U_{s\alpha} - k_{s1}\Psi_{s\alpha} + k_{s2}\Psi_{r\alpha}; \\ d\Psi_{s\beta}/dt &= U_{s\beta} - k_{s1}\Psi_{s\beta} + k_{s2}\Psi_{r\beta}; \\ d\Psi_{r\alpha}/dt &= k_{r2}\Psi_{s\alpha} - k_{r1}\Psi_{r\alpha} - \omega_r\Psi_{r\beta}; \\ d\Psi_{r\beta}/dt &= k_{r2}\Psi_{s\beta} - k_{r1}\Psi_{r\beta} + \omega_r\Psi_{r\alpha}; \\ d\omega_r/dt &= (p/J)(M_s - M_c), \end{aligned} \quad (1)$$

где коэффициенты определяются по формулам

$$\begin{aligned} k_{s1} &= \frac{r_s L_r}{G}; \quad k_{s2} = \frac{r_s M}{G}; \\ k_{r1} &= \frac{r_r L_s}{G}; \quad k_{r2} = \frac{r_r M}{G}; \\ G &= L_s L_r - M^2; \end{aligned} \quad (2)$$

$U_{s\alpha}$ ,  $U_{s\beta}$  – напряжения на фазах статора  $\alpha$  и  $\beta$ ;  $r_s$ ,  $r_r$ ,  $L_s$ ,  $L_r$  – активные сопротивления и полные индуктивные сопротивления фаз статора и ротора;  $M$  – взаимная индуктивность между фазами ста-

Произведём замену  $\Psi_{s\alpha}$  согласно (4), тогда

$$\begin{aligned} M_3 &= \frac{3}{2} \frac{pM}{L_s L_r - M^2} \left( \Psi_{s\beta} \Psi_{r\alpha} - \frac{M}{L_r} \Psi_{r\alpha} \Psi_{r\beta} \right) = \\ &= \frac{3}{2} \frac{pM}{L_s L_r - M^2} \Psi_{r\alpha} \left( \Psi_{s\beta} - \frac{M}{L_r} \Psi_{r\beta} \right). \end{aligned} \quad (11)$$

При переходе от системы ДУ (1) к системе ДУ (9) с отключенной фазой  $\alpha$  необходимо выполнение двух условий в момент коммутации:

- постоянства потокосцеплений статора по оси  $\beta$  и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ :

$$\begin{aligned} \Psi_{r\alpha}(-0) &= \Psi_{r\alpha}(+0); \\ \Psi_{r\beta}(-0) &= \Psi_{r\beta}(+0); \\ \Psi_{s\beta}(-0) &= \Psi_{s\beta}(+0); \end{aligned} \quad (12)$$

- постоянства угловой скорости ротора

$$\omega_r(-0) = \omega_r(+0).$$

Следует отметить, что значительный интерес представляет зависимость напряжения на разомкнутой фазе  $\alpha$ , особенно в момент коммутации, которое определяется как

$$U_{s\alpha} = e_\alpha.$$

Продифференцируем уравнение (3):

$$e_\alpha = \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} = \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} k_r. \quad (13)$$

Тогда с учётом (13), используя уравнения (5) и (7), получаем окончательное выражение для расчёта ЭДС на обесточенной фазе

$$\begin{aligned} e_\alpha &= k_r (k_{r2} \Psi_{s\alpha} - k_{r1} \Psi_{r\alpha} - \omega_r \Psi_{r\beta}) = \\ &= k_r \left( \frac{-r_r}{L_r} \Psi_{r\alpha} - \omega_r \Psi_{r\beta} \right). \end{aligned} \quad (14)$$

По разработанной модели (9) был рассчитан процесс выбега, который для гармоничности общей картины дополнен расчётом процесса пуска по классической исходной модели (1). В расчётах использованы параметры АКД 4АА56А4У3 мощностью 120 Вт, статорные обмотки которого соединены по схеме треугольник (рис.2).

Для проверки адекватности полученной модели было проведено экспериментальное исследование АКД с использованием запоминающего осциллографа.

На рис.3 показаны зависимости частоты вращения и электромагнитного момента при пуске и последующем выбеге АКД на ХХ. На рис.4, 5 приведены расчётные и экспериментальные данные при ХХ АКД, на которых показан процесс затухания тока в конденсаторной фазе. Из со-

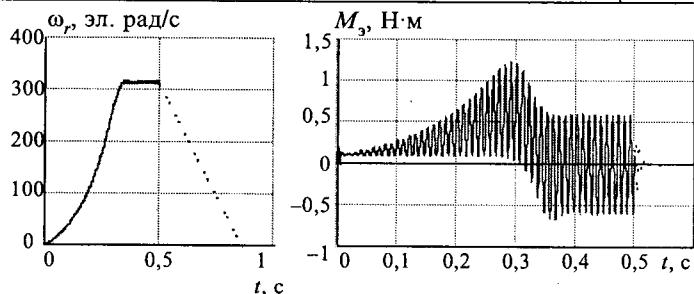


Рис.3. Зависимость угловой частоты вращения ротора и электромагнитного момента от времени

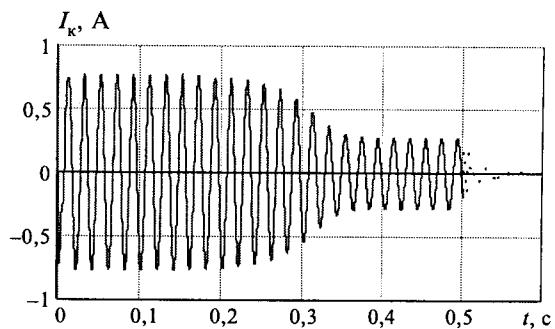


Рис.4. Расчётная зависимость тока в конденсаторной фазе АКД при пуске и выбеге

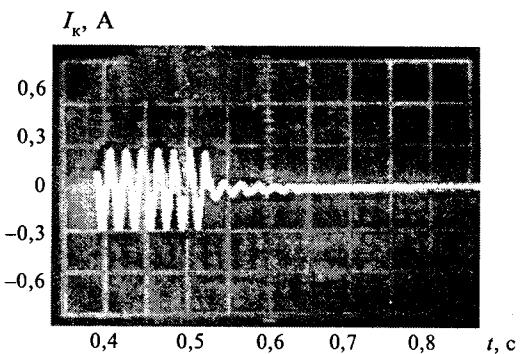


Рис.5. Экспериментальная зависимость тока в конденсаторной фазе АКД при выбеге

поставления рис.4 и 5 можно отметить удовлетворительную сходимость, ток затухает за 0,1 с.

#### Выводы

1. Разработана математическая модель для исследования динамического режима выбега АКД, который является столь же частым, как и режим пуска.
2. Получены аналитические выражения для расчёта электромагнитного момента и ЭДС на обесточенной фазе.
3. Произведено сравнение расчётных и экспериментальных данных, подтверждающее адекватность модели.

## Список литературы

1. Мошинский Ю.А., Петров А.П. Анализ схем включения трёхфазных асинхронных двигателей при питании от однофазной сети // Электричество. 1999. № 9.
  2. Мошинский Ю.А., Петров А.П. Математические модели трёхфазных асинхронных двигателей, включённых в однофазную сеть // Электричество. 2000. № 2.
  3. Беспалов В.Я., Мошинский Ю.А., Петров А.П. Динамические показатели трёхфазных асинхронных двигателей, включаемых в однофазную сеть // Электротехника. 2000. № 1.
  4. Мошинский Ю.А., Петров А.П. Оптимизация динамических режимов работы асинхронного конденсаторного двигателя с регулируемой емкостью // Электротехника. 2000. № 8.
  5. Мошинский Ю.А., Петров А.П. Математическая модель асинхронного конденсаторного двигателя по методу симметричных составляющих с использованием стандартного программного обеспечения // Электричество. 2001. № 7.
  6. Беспалов В.Я., Мошинский Ю.А., Петров А.П. Математическая модель асинхронного двигателя в обобщённой ортогональной системе координат // Электричество. 2002. № 8.
  7. Мошинский Ю.А., Петров А.П. Математическая модель несимметричного асинхронного двигателя на основе схем замещения для переходных режимов // Электротехника. 2003. № 2.
- Мошинский Юрий Анатольевич** – доцент кафедры электромеханики МЭИ, канд. техн. наук. Окончил в 1965 г. электромеханический факультет МЭИ. В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование синхронного двигателя с постоянными магнитами с асинхронно-гистерезисным пуском".
- Петров Алексей Петрович** – стажер кафедры электромеханики МЭИ, канд. техн. наук. Окончил в 1995 г. энергетический факультет Киргизского технического университета. В 2000 г. защитил в МЭИ кандидатскую диссертацию по теме "Исследование асинхронных конденсаторных двигателей с трёхфазными обмотками".

## ТРАНСФОРМАТОРЫ

### Управляемый подмагничиванием шунтирующий реактор мощностью 180 МВ·А, 330 кВ

БРЯНЦЕВ А.М., ДОЛГОПОЛОВ А.Г., ЛУРЬЕ А.И., УКОЛОВ С.В.

На подстанции 330 кВ "Барановичи" Брестэнерго Беларуссии в июле 2003 г. после успешного проведения сетевых приемо-сдаточных испытаний<sup>1</sup> введен в эксплуатацию управляемый подмагничиванием трёхфазный шунтирующий реактор мощностью 180 МВ·А напряжением 330 кВ типа РТУ-180000/330-У1.

Разработка реактора выполнена научно-инженерным центром ОАО "Электрические управляемые реакторы" ("ЭЛУР"). Производителями оборудования, входящего в состав управляемого реактора, являются ОАО "Запорожтрансформатор" (электромагнитная часть реактора), ОАО "Раменский электротехнический завод Энергия" (нейтралер), ООО "Энергия-Т" (г. Тольятти)

(трансформатор-преобразователь, укомплектованный системой управления, устройство коррекции формы тока). В разработке всех элементов комплекса электротехнического оборудования, проведении исследований и испытаний участвовал ГУП "Всероссийский электротехнический институт (ВЭИ)".

Реактор РТУ-180000/330 – мощный высоковольтный трёхфазный управляемый подмагничиванием реактор. Начало эксплуатации этого уникального реактора является очередным шагом на пути внедрения реакторов типа РТУ в высоковольтных сетях всех классов напряжения [1, 2]. В настоящее время уже более трёх лет эксплуатируется трёхфазный реактор типа РТУ-25000/110 мощностью 25 МВ·А в сети 110 кВ [1, 3] и 1,5 года – реактор типа РТУ-100000/220 мощностью 100 МВ·А в сети 220 кВ [1, 4, 5]. Подготовлено производство всех типов реакторов серии РТУ мощностью 32–180 МВ·А классов напряжения 35–500 кВ [1, 2].

<sup>1</sup> В испытаниях реактора на подстанции "Барановичи" участвовал А.И. Зайцев. В разработке оборудования, входящего в комплекс РТУ-180000/330, участвовали М.А.Бики, Б.И.Базылев, В.Ф.Карманов, Е.Е.Маклекова, А.Н.Панибратец, В.П.Зенова и др.

**Основные технические параметры управляемого реактора, подтвержденные сетевыми испытаниями**

Номинальная мощность, МВ·А .....	180
Диапазон плавного регулирования потребляемой реактивной мощности, Мвар .....	$-5 \div +195$
Номинальное напряжение, кВ .....	347
Максимальное рабочее напряжение, кВ .....	354
Номинальный ток сетевой обмотки, А .....	300
Максимальный длительно допустимый ток сетевой обмотки, А .....	316
Мощность ХХ при номинальном напряжении сети 330 кВ, МВ·А .....	3
Мощность трансформатора с преобразователем (ТМП) системы подмагничивания, МВ·А .....	1
Номинальный ток подмагничивания, А .....	2000
Ток предварительного подмагничивания, А .....	50
Среднеквадратичное значение высших гармоник сетевой обмотки:	
в номинальном режиме и режиме ХХ, % .....	< 1
в промежуточных режимах нагрузки, А .....	$\leq 7,5$
Максимальная скорость изменения мощности, МВ·А/с .....	300
Время переходного процесса при включении на номинальный режим с предварительным независимым маломощным подмагничиванием, с .....	$< 0,01$
Диапазон уставки по напряжению в автоматическом режиме, кВ .....	330–347
Режим работы .....	автоматическая стабилизация напряжения на шинах 330 кВ
	или автоматизированное поддержание заданной мощности
	или ручное регулирование потребляемой мощности и сетевого тока

По испытаниям на заводе полные потери при номинальной мощности и номинальном напряжении составляют 753 кВт, потери ХХ – 138 кВт. Масса реактора 270 т, транспортная масса 180 т, масса меди 44 т, стали 100 т, масла 68 т.

Эти и другие технические параметры находятся в пределах нормируемых по согласованным техническим условиям.

Обобщенная электрическая схема управляемого реактора показана на рис.1.

Его электромагнитная часть – основной силовой элемент – представляет собой трёхфазное электромагнитное устройство трансформаторного типа, размещенное в маслонаполненном баке. Исполнение – для наружной установки. Магнитопровод – трёхфазный многостержневой, имеются сетевая обмотка, обмотка управ-

ления, компенсационная обмотка. Управляемые подмагничиванием реакторы типа РТУ имеют сплошь шихтованные стержни, а поэтому небольшие вибрации и шум. Измеренный уровень звука реактора РТУ-180000/220 составляет 86,65 дБА, что соответствует уровню звука трансформатора той же мощности.

Номинальная мощность масляного трансформатора питания преобразователя в цепи подмагничивания порядка 0,5% номинальной мощности реактора. Трансформатор и преобразователь размещаются на открытой площадке подстанции. Это выгодно отличает управляемый подмагничиванием реактор от СТК, ТРГ и управляемого реактора трансформаторного типа, мощность преобразователя у которых соответствует полной мощности установки, а преобразователь должен располагаться в специальном закрытом отапливаемом помещении. При этом возникают существенные потери в самом преобразователе и необходима более сложная и более неудобная в эксплуатации водяная система охлаждения.

Система управления, регулирования, защит и автоматики (СУРЗА) – электронное устройство, выполненное в виде моноблока и размещенное в помещении щита управления подстанции.

Заземляющий фильтр нулевой последовательности – нейтралер представляет собой трёхфазный реактор со схемой соединения "равноплечий зигзаг" (фактически это однообмоточный масляный трансформатор), он размещается на открытой площадке подстанции.

Устройство коррекции формы тока (УКФ) – трёхфазная батарея силовых конденсаторов, мощность которых составляет около 4% номинальной мощности реактора (также размещается на открытой площадке подстанции).

Реакторы типа РТУ, в том числе и РТУ-180000/330, фактически являются трансформаторами, так как они содержат компенсационную обмотку (КО) – вторичную обмотку, имеющую сечение меди и соответственно порядка 30% мощности реактора. Эта обмотка, соединенная в треугольник, служит для замыкания токов гармоник, кратных трем, а также для подсоединения к ней УКФ, которое снижает прежде всего 5 и 7 гармоники тока в сетевой обмотке. Но подсоединение к обмотке КО конденсаторной батареи приводит к тому, что при отсутствии подмагничивания реактор становится не потребителем, а источником реактивной мощности. Для данного типа реактора эта мощность не велика, порядка 2,5%. Часть мощности конденсатор-

ной батареи расходуется на покрытие намагничивающей реактивной мощности ХХ трансформатора, поэтому при присоединении к КО УКФ минимальная мощность реактора не нулевая (или малая положительная), а небольшая отрицательная (около 2,5%). В реакторах серии РТУ имеется перспектива повышения мощности ком-

пенсационной обмотки, в этом случае обмотка КО может быть использована не только для подсоединения более мощной конденсаторной батареи, но и как обмотка собственных нужд подстанции.

На рис.2 приведена регулировочная характеристика – кривая возрастания тока и мощности реактора в зависимости от тока подмагничивания. Видно, что регулировочная характеристика реактора представляет практически прямую линию.

На каждой ступени мощности регистрировался гармонический состав тока реактора. При номинальной мощности ток искажения достаточно мал (менее 1%), во всем диапазоне регулирования при подключении конденсаторной батареи (УКФ) к стороне обмотки КО максимум тока искажения около 2%, при отключенном УКФ около 4%.

В соответствии с программой испытаний реактора РТУ-180000/330 были проведены опыты: 72 ч непрерывной работы в сети 330 кВ с поддержанием номинальной нагрузки не менее 12 ч, а также, двухчасовой нагрузки при увеличенной мощности (до 187 МВ·А). При всех длительных режимах работы под нагрузкой перегревы масла зафиксированы в пределах нормируемых.

Проведена проверка реактора в автоматическом режиме стабилизации напряжения. Анализ суточного графика показал, что мощность реактора в течение суток многократно изменялась в широких пределах, т.е. реактор хорошо справляется со своей основной функцией стабилизации напряжения.

В программу испытаний были включены опыты различных переходных процессов (рис.3, 4).

В результате динамических и коммутационных испытаний получено, что

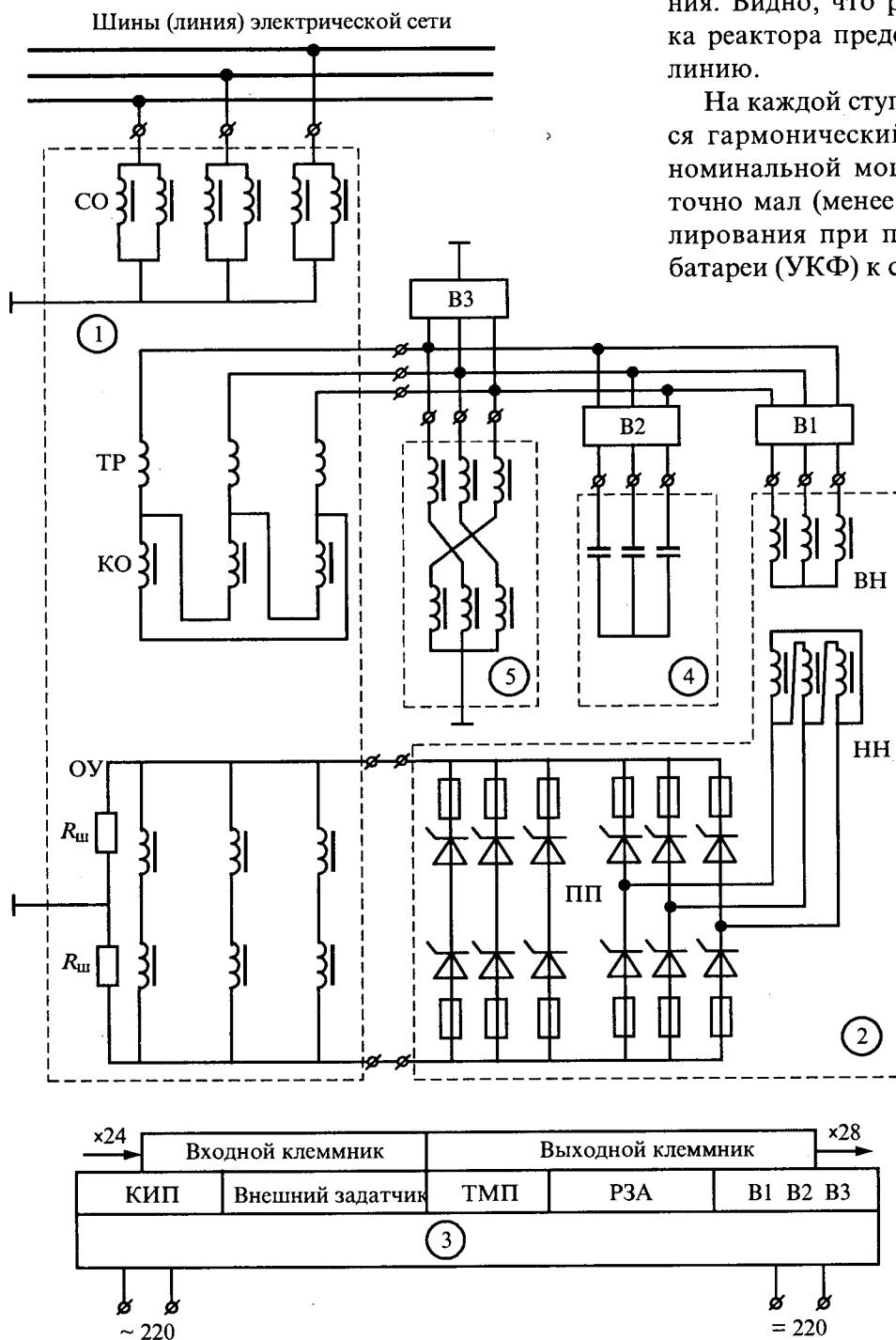


Рис.1. Схема электротехнического оборудования реактора РТДУ-180000/330:

1 – электромагнитная часть РТДУ-180000/330; 2 – преобразователь с питанием трансформатором; 3 – система управления, регулирования, защиты и автоматики (СУРЗА); 4 – устройство коррекции формы тока (УКФ); 5 – нейтралер (ФМЗО)



Рис.2. Зависимость тока (1) и мощности (2) реактора РТУ-180000/330 от тока подмагничивания (3 – напряжение сети при испытаниях)

без форсировки при мощности преобразователя всего около 0,1% номинальной мощности реактора (необходима для поддержания номинальной мощности реактора) время набора мощности от 0% до номинальной составляет 5–10 с. Это значение хорошо совпало с теоретическим расчетом. При использовании полной мощности преобразователя (около 0,5% мощности реактора) время набора мощности по осциллограмме переходного процесса составляет 0,5–1 с (рис.3), при этом максимальная скорость изменения мощности достигает 300 МВ·А/с.

Проведены опыты включения реактора в сеть 330 кВ. При этом перед включением реактора для создания в стержнях магнитопровода реактора индукции порядка остаточной индукции в стали обмотки управления питаются от мало-мощного преобразователя (порядка нескольких тысячных долей процента номинальной мощности реактора). В результате неоднократно зафиксировано, что реактор практически безинерционно (за время менее половины периода промышленной частоты) выходит на полную или другую заданную мощность (рис.4).

Для реактора РТУ-180000/330 таких параметров быстродействия вполне достаточно, поскольку его основным назначением на подстанции является стабилизация напряжения при изменении графика нагрузки в течение суток. В настоящее время разработчики и изготовители управляемых подмагничиванием реакторов всех мощностей (от сотен киловольт-ампер до сотен мегавольт-ампер) и всех классов напряжений (от 6 до 500 кВ) предложили и освоили оригинальные новые технические решения (схемные и конструктивные) всех элементов комплексов реакторов РТУ, которые могут при необходимости обеспечить быстродействие вплоть до 0,1 с

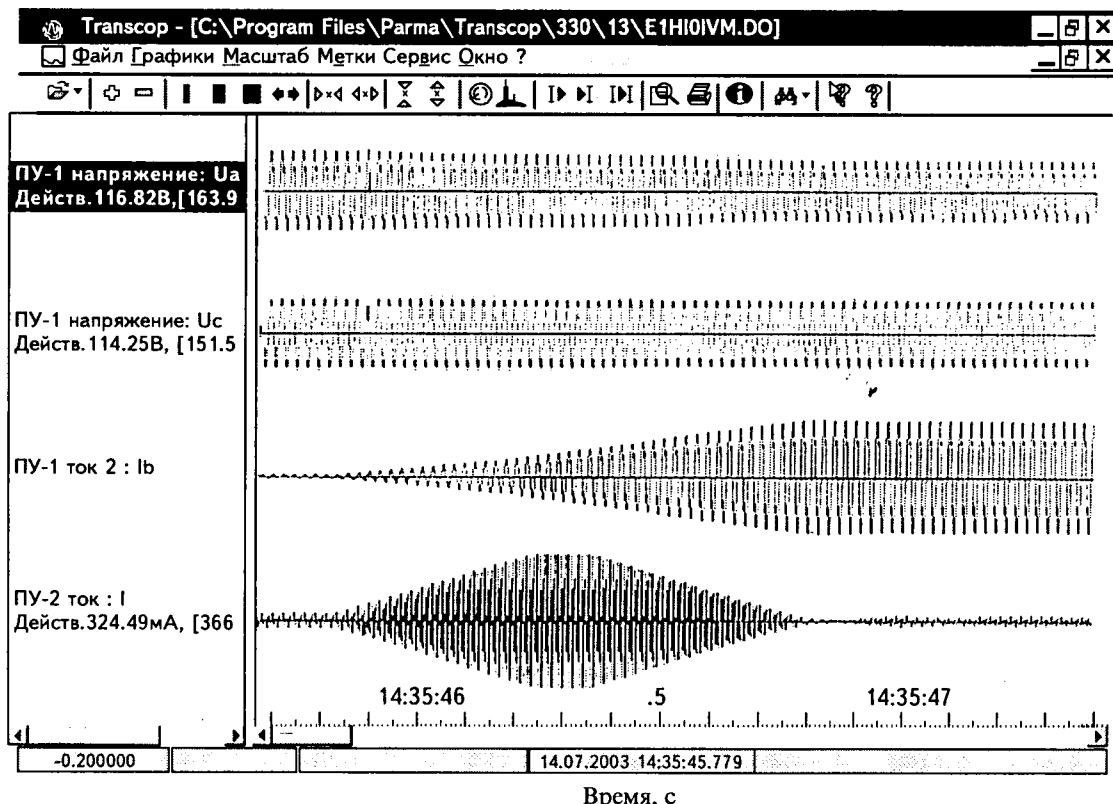
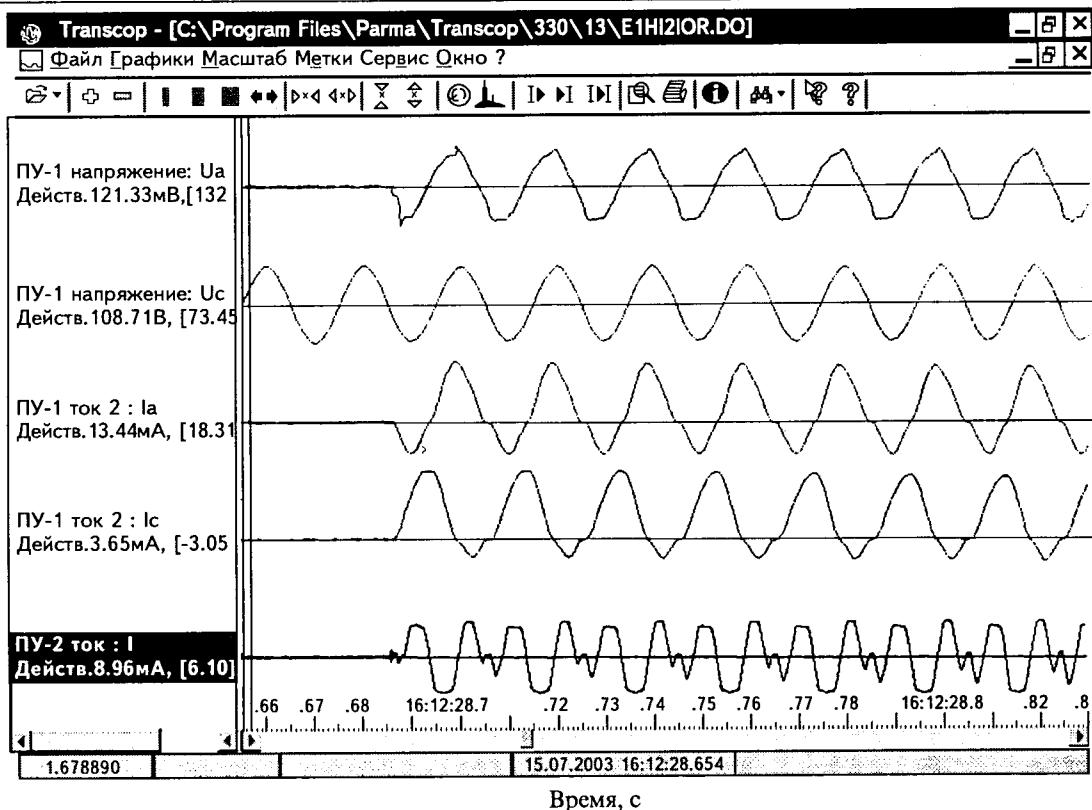


Рис.3. Переходный процесс от режима потребления минимальной мощности или мощности 0% (практически нулевой) к номинальной (сверху вниз: напряжение на обмотке КО, в сети 330 кВ, ток одной фазы реактора РТУ-180000/330, в треугольнике обмотки КО)



**Рис.4.** Коммутационный режим включения реактора с предварительным подмагничиванием на нагрузку 70% (сверху вниз: напряжение на вводах обмотки КО, на шинах 330 кВ, ток фаз A и C реактора (действующее значение переменной составляющей 210 А), ток в треугольнике обмотки КО)

[2–4], а иногда и выше (например, для управляемых подмагничиванием дугогасящих реакторов – порядка 0,01–0,02 с [5]), что может оказаться необходимым, например, для линейных шунтирующих реакторов 500 кВ.

Особенно большое значение для разработчиков управляемых подмагничиванием реакторов имеет тот факт, что экспериментальные данные, полученные при сетевых испытаниях совпали с многочисленными расчетами на стадии проектирования реактора и составления программы его испытаний, с результатами теоретических исследований, предшествовавшими разработке реактора. Это вселяет уверенность разработчиков в успех новых последующих управляемых подмагничиванием реакторов, в их более ускоренное и широкое применение.

При выборе места установки управляемого реактора в Белорусской энергосистеме было проделано специальное исследование [6]. Для комплексной оценки технико-экономической эффективности проведено большое число расчетов, при этом критерием выбора было снижение напряжения сети для наиболее тяжелого режима, в котором уровни напряжения в точках сети достигают наибольших возможных значений, и уменьшение потерь мощности в сетях.

Установка управляемого реактора имеет ряд технических и экономических преимуществ по сравнению с альтернативными вариантами компенсации реактивной мощности. Из-за опасности нарушения устойчивости работы синхронных генераторов их область допустимых режимов с потреблением реактивной мощности резко снижена, а иногда и полностью исключена. Установка асинхронизированных синхронных генераторов связана с большими потерями мощности. Кроме того, установка управляемых реакторов более эффективна в высоковольтной сети, в месте возникновения избыточной реактивной мощности, а не на электрической станции. Применение шунтирующих реакторов фирм ABB, "Alstom" и "Siemens" со ступенчатым регулированием мощности имеет недостатки: сниженный диапазон регулирования (от 45–55% мощности до номинальной) и использование устройств РПН в интенсивном режиме, что приводит к их ускоренному износу. В [6] отмечено также, что в связи с рядом преимуществ управляемых подмагничиванием реакторов было принято нецелесообразным применять устройства компенсации реактивной мощности с мощными тиристорными преобразователями.

Опыт использования реакторов РГУ-180000/330,

РТУ-25000/110 и РТУ-100000/220 в месте их установки показал, что имевшиеся долгое время опасения ряда специалистов оказались напрасными. В частности, параметры быстродействия этих реакторов вполне обеспечивают выполняемые ими функции. Прямые измерения показали также, что управляемые подмагничиванием реакторы не представляют опасности для сетей из-за несинусоидальности тока и возможных резонансов на высших гармониках. Так, реактор РТУ-180000/330 не оказывает никакого влияния на синусоидальность кривой напряжения в сети 330 кВ в точке подключения реактора. Поэтому можно рекомендовать держать УКФ в резерве в отключенном состоянии.

Технические характеристики и экономические показатели реакторов РТУ-180000/330 (так же, как реакторов РТУ-25000/110 и РТУ-100000/220) не имеют аналогов в мировом электромашиностроении. По конструкции и простоте эксплуатации управляемые реакторы сопоставимы с обычным трансформаторным и реакторным оборудованием, а по функциональным возможностям являются автоматически регулируемыми электротехническими комплексами, на новом уровне решающими многие вопросы управления и оптимизации режимов работы электрических сетей. Стоимость этих реакторов существенно ниже альтернативных вариантов.

Управляемые подмагничиванием реакторы имеют целый ряд положительных особенностей, что заслуженно привлекает к ним внимание при разработке новых высоковольтных и сверхвысоковольтных ЛЭП, а также при модернизации уже существующих ЛЭП. Высокий уровень научной и инженерной проработки проблем, связанных с расчетами и производством этих реакторов, уже накопленный опыт их изготовления и эксплуатации дают основание рассчитывать на широкое внедрение этого нового прогрессивного вида электротехнического оборудования.

#### Список литературы

1. Управляемые реакторы // Электротехника. 2003. № 1.
2. Брянцев А.М., Лурье А.И., Долгополов А.Г. и др. Управляемые подмагничиванием дугогасящие реакторы с ав-

томатической компенсацией емкостного тока замыкания на землю для сетей 6–35 кВ // Электричество. 2000. №7.

3. Долгополов А.Г., Долгополов С.Г., Зайцев А.И., Шипицин В.П. Три года промышленной эксплуатации управляемого подмагничиванием трёхфазного шунтирующего реактора 110 кВ, 25000 кВ·А на подстанции "Кудымкар" Пермэнерго // Электротехника. 2003. № 1.

4. Брянцев А.М., Долгополов А.Г., Лурье А.И. и др. Трёхфазный шунтирующий управляемый реактор мощностью 100 МВ·А, 220 кВ на подстанции "Чита" МЭС Сибири // Электротехника. 2003. № 1.

5. Брянцев А.М., Долгополов А.Г., Лурье А.И. Ввод в эксплуатацию управляемого подмагничиванием шунтирующего реактора мощностью 100 МВ·А 220 кВ // Электричество. 2002. № 12.

6. Пекелис В.Г., Чашкина С.Ю. К вопросу об эффективности применения управляемых шунтирующих реакторов большой мощности // Электротехника. 2003. № 1.



**Брянцев Александр Михайлович** – генеральный директор ОАО "Электрические управляемые реакторы", доктор технических наук, профессор, академик АЭН РФ. Окончил энергетический факультет Казахского политехнического института в 1973 г. Защитил диссертацию по теме "Магнитно-вентильные управляемые реакторы с предельным насыщением магнитной цепи" в 1992 г.

**Долгополов Андрей Геннадьевич** – директор НИЦ "Регулируемые электротехнические комплексы" ГУП "Всероссийский электротехнический институт им. В.И. Ленина", доктор технических наук, доктор электротехники АЭН РФ. Окончил МЭФ Новосибирского электротехнического института в 1973 г. Защитил диссертацию по теме "Управляемые дугогасящие и шунтирующие реакторы с предельным насыщением магнитной цепи для электрических сетей высокого напряжения" в 2000 г.

**Лурье Александр Иосифович** – ведущий научный сотрудник ГУП "Всероссийский электротехнический институт им. В.И. Ленина", кандидат технических наук. Окончил электромеханический факультет МЭИ в 1958 г. Защитил диссертацию по теме "Исследование и применение математического моделирования магнитных полей рассеяния трансформаторов и реакторов на электропроводящей бумаге" в 1965 г.

**Уколов Сергей Владимирович** – начальник КБ ОАО "Запорожтрансформатор". Окончил электромеханический факультет Запорожского машиностроительного института в 1975 г.

# Выпрямитель с индуктивными ограничителями тока зарядки ёмкостных накопителей энергии

КАТАСОНОВ Н.М.

Рассмотрены процессы в однофазном мостовом выпрямителе с дросселями, включёнными в смежные плечи моста, и входным напряжением прямоугольной формы при зарядке ёмкостного накопителя энергии, работающего в режиме полного или частичного разряда. Показана эффективность выпрямителя с дросселями.

В системах зарядки ёмкостных накопителей энергии (ЕНЭ) для ограничения токов зарядки широко используются индуктивные ограничители на основе линейных дросселей. При этом дроссели включаются либо до выпрямителя, либо после него [1]. Недостатки первого варианта – наличие реактивных токов в цепи источника переменного напряжения, питающего выпрямитель, и повышенные пульсации токов в тракте передачи энергии, что в итоге приводит к снижению КПД зарядки ЕНЭ. Второй вариант включения рационален только при зарядке ЕНЭ за время, соизмеримое с длительностью периода питающего выпрямитель переменного напряжения [2].

В НПЦ "Полюс" предложен выпрямитель с линейными дросселями, включаемыми в плечи моста, смежные относительно точки подключения одного из выводов ЕНЭ (рис.1,а). Особенность выпрямителя заключается в том, что каждый период питающего напряжения дроссели поочередно накапливают и отдают в ЕНЭ дозы энергии, причем реактивные токи дросселей замыкаются в выпрямителе на нагрузку (ЕНЭ). На рис.1,б показано протекание токов в выпрями-

Is considered processes in single-phase bridge rectifier with chokes, switched on adjacent arms of bridge and with input voltage of rectangular form under charging of capacitive energy storage ring, functioning in total or partial discharge mode. Is showed efficiency of rectifier with chokes.

теле в произвольный  $n$ -й полупериод входного переменного напряжения прямоугольной формы, амплитуда которого равна  $U$ .

Рассмотрим процессы в выпрямителе для случая  $t_3 \gg T$ , где  $t_3$  – время зарядки или подзарядки ЕНЭ,  $T$  – период входного переменного напряжения. Поскольку активные составляющие сопротивлений в выпрямителе не оказывают существенного влияния на переходные процессы [1], примем их равными нулю. Допускаем, что индуктивности дросселей не зависят от протекающего в них тока, а диоды идеальны. Воспользуемся также распространенным приемом, когда при  $t_3 \gg T$  считают, что напряжение на ЕНЭ за время  $T$  не меняется. С учётом принятых допущений процессы в выпрямителе в  $n$ -й полупериод входного переменного напряжения (рис.1,б) можно представить уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} U &= L_1 \frac{di_U}{dt} + u_C; \\ 0 &= L_2 \frac{di_L}{dt} + u_C; \\ i_3 &= i_U + i_L, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $L_1 = L_2 = L$ ;  $i_U$ ,  $i_L$ ,  $i_3$  – мгновенные значения входного тока выпрямителя, реактивного тока дросселя  $L$  и тока зарядки ЕНЭ ( $C$ );  $u_C$  – текущее значение напряжения ЕНЭ.

Из уравнений (1) следует, что входной ток выпрямителя в каждом полупериоде равен току дросселя, ограничивающему ток зарядки ЕНЭ в соответствующем полупериоде входного напряжения. Приращение тока дросселя за период входного напряжения выпрямителя определяется разностью между приращением тока за время импульса входного напряжения и спадом тока дросселя во время паузы напряжения, составляя

$$\Delta i_L = \frac{1}{2fL} (U - 2u_C), \quad (2)$$

где  $f = 1/T$  – частота входного напряжения выпрямителя.

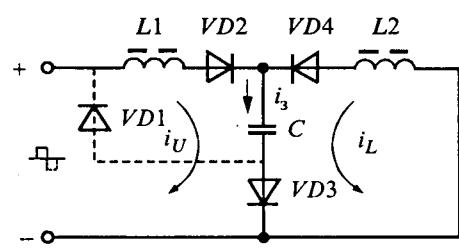
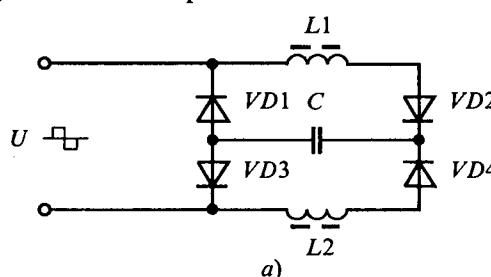


Рис.1

Приращение токов ограничивающих дросселей максимально при  $u_C$ , близком нулю. По мере зарядки ЕНЭ с ростом  $u_C$  приращение уменьшается и становится равным нулю при  $u_C = U/2$ , при этом токи дросселей и, следовательно, входные токи выпрямителя достигают максимальных значений  $I_{U_{max}}$ , ток зарядки согласно (1) также достигает максимального амплитудного значения

$$I_{3max} = 2I_{U_{max}} - U/(4fL), \quad (3)$$

где вычитаемое  $U/(4fL)$  обусловлено суммированием спадающего тока одного дросселя и нарастающего тока другого дросселя в течение одного полупериода входного напряжения выпрямителя. При высокой частоте  $f$ , что всегда выполняется в автономных системах зарядки, содержащих инверторы,  $U/(4fL) \ll I_{U_{max}}$  и его можно пренебречь.

Диаграмма токов ограничивающих дросселей и тока зарядки ЕНЭ приведена на рис.2. Сплошными линиями показаны входные токи, поочередно протекающие через токоограничивающие дроссели, пунктиром – реактивные токи дросселей, передающие ЕНЭ дозы энергии в полупериоды пауз входного тока каждого из дросселей. Ток зарядки ЕНЭ согласно (1), (3) и рис.2 определяется суммированием токов дросселей и превышает каждый из них практически в два раза. В системах зарядки ЕНЭ с ограничивающими дросселями, включаемыми до или после выпрямителя, ток ограничивающих дросселей равен зарядному току ЕНЭ.

При работе ЕНЭ в режиме ЧР обычно выполняется условие

$$U_{Ch} > (U - U_{Ch}), \quad (4)$$

где  $U_{Ch}$  – остаточное или начальное напряжение ЕНЭ после его частичного разряда на импульсную нагрузку.

В этом случае конечное значение реактивных токов дросселей в каждом полупериоде станов-

ится равным нулю, а начальное будет равно максимальному значению входного тока в конце каждого полупериода входного напряжения. Максимальное значение входного тока в произвольный полупериод является функцией напряжения ЕНЭ и может быть определено по формуле

$$i_{U_{max}} = T(U - u_C)/(2L). \quad (5)$$

Среднее значение тока зарядки ЕНЭ в произвольный полупериод входного переменного напряжения

$$i_{3,sp} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i_U dt + \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i_L dt, \quad (6)$$

где время протекания реактивного тока дросселя

$$t_L = T(U - u_C)/(2u_C). \quad (7)$$

Интегрируя (6) с учётом (5) и (7), получаем выражение для средних значений тока зарядки ЕНЭ

$$i_3 = \frac{U}{4Lf} \left( \frac{U}{u_C} - 1 \right). \quad (8)$$

Выражение (8) представляет собой внешнюю характеристику и раскрывает эффект зависимости тока зарядки ЕНЭ от частоты входного напряжения выпрямителя, содержащего линейные дроссели в смежных плечах и работающего в режиме подзарядки ЕНЭ. Как следует из соотношений (5) и (8), по мере зарядки ЕНЭ максимальные значения входного тока выпрямителя и тока ЕНЭ снижаются, но, если длительность полупериодов входного напряжения плавно увеличивать, уменьшая его частоту, то в режиме подзарядки ЕНЭ при выполнении условия (4) можно обеспечить стабилизацию максимальных и действующих значений входного, потребляемого выпрямителем, тока.

На рис.3 показаны диаграммы стабилизованных по максимальному значению токов

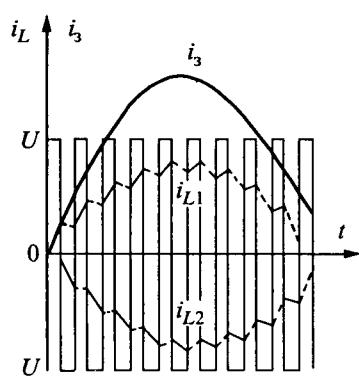


Рис.2

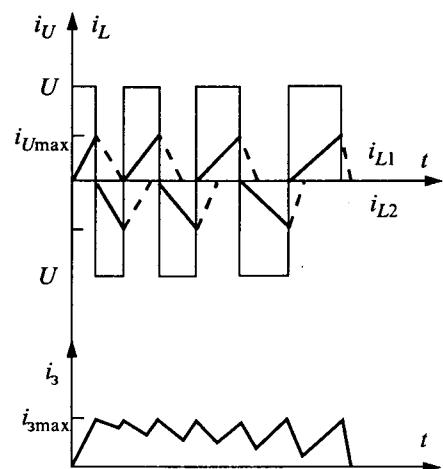


Рис.3

$i_{L1} = i_{L2} = i_U$  и тока  $i_3$  при начальном напряжении на ЕНЭ  $U_{Ch} > U/2$  и меняющейся частоте входного напряжения выпрямителя.

Относительное изменение частоты входного напряжения для поддержания  $i_{U_{max}} = \text{const}$  можно определить, исходя из соотношения (5), по формуле

$$f_* = \frac{1 - U_{Ch*}}{1 - U_{Ck*}},$$

где  $U_{Ch*}$  и  $U_{Ck*}$  – относительные напряжения на ЕНЭ в начале зарядки при  $t = 0$  и в конце зарядки ЕНЭ, равные соответственно  $U_{Ch}/U$  и  $U_{Ck}/U$ ;

$$f_* = f_h / f_k.$$

Здесь  $f_h$  и  $f_k$  частота входного напряжения выпрямителя в начале и в конце зарядки ЕНЭ.

#### Выводы

1. Токоограничивающие дроссели, включенные в смежные плечи однофазного мостового выпрямителя, в режиме полной зарядки ЕНЭ обеспечивают амплитудное значение зарядного тока, в два раза превышающее максимальное значение входного тока выпрямителя, и, следо-

вательно, установленные максимальные значения токов источника переменного напряжения.

2. В режиме подзарядки ЕНЭ при использовании выпрямителя с двумя токоограничивающими дросселями проявляется зависимость зарядного тока от частоты входного напряжения выпрямителя, что позволяет управлять процессом зарядки ЕНЭ и, в частности, стабилизировать потребляемый выпрямителем ток.

#### Список литературы

1. Кныш В.А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов. Л.: Энергоиздат. Ленингр. отделение, 1981.

2. Громовенко В.М., Опре В.М., Федоров А.В. Индуктивный заряд ёмкостных накопителей // Электротехника. 2001. № 3. С. 51–55.

**Катасонов Николай Михайлович** – старший научный сотрудник НПЦ "Полюс" (г. Томск), канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Томского электромеханического института инженеров транспорта в 1959 г. Кандидатскую диссертацию по автономным системам зарядки ёмкостных накопителей энергии защитил в Томском политехническом институте (ТПУ) в 1978 г.

## Анализ работы преобразователей трёхфазного напряжения на однофазном магнитопроводе

ИГОЛЬНИКОВ Ю.С., НЕСТЕРОВ С.А., ДЕМИДОВ И.В

Рассмотрены преобразователи трёхфазного переменного напряжения в постоянное со звеном повышенной частоты, с принудительной коммутацией вентильных элементов, включающее в себя однофазные трансформатор и мостовой выпрямитель.

*The paper discusses converters of three-phase a.c. voltage into d.s. voltage with increased frequency, based on fully controlled switches, including single-phase transformer and a bridge rectifier.*

Классические схемы преобразования трёхфазного переменного напряжения в постоянное включают в себя трансформатор и комплект полупроводниковых вентилей. Трансформаторы выпрямительных установок для питания потребителей от трёхфазных сетей выполняются, как правило, на трёхфазном трёхстержневом магнитопроводе, а иногда на групповом трансформаторе. Идея использования трансформатора с однофазным магнитопроводом, который попеременно намагничивается импульсами тока вентиляй, привела к ряду схемных реализаций [1,2], две из которых, шестифазная с нейтралью и с групповым коммутатором, представлены на рис.1 и 2.

В первой схеме, шестифазной с нейтралью (рис.1), управляемые вентильные элементы, например IGBT-транзисторы,  $VT1$ – $VT6$  соединены по трёхфазной мостовой схеме. К выходу мостовой схемы подключена первичная обмотка трансформатора  $T1$ , состоящая из двух одинаковых секций, включенных встречно. Точка соединения секций подключена к нулевому проводу. Диоды  $VD1$ – $VD6$  предохраняют управляемые вентильные элементы от пробоя обратным напряжением. К вторичной обмотке трансформатора подключена однофазная мостовая схема выпрямления на диодах  $VD7$ – $VD10$ , с нагрузкой  $R_h$  на выходе.

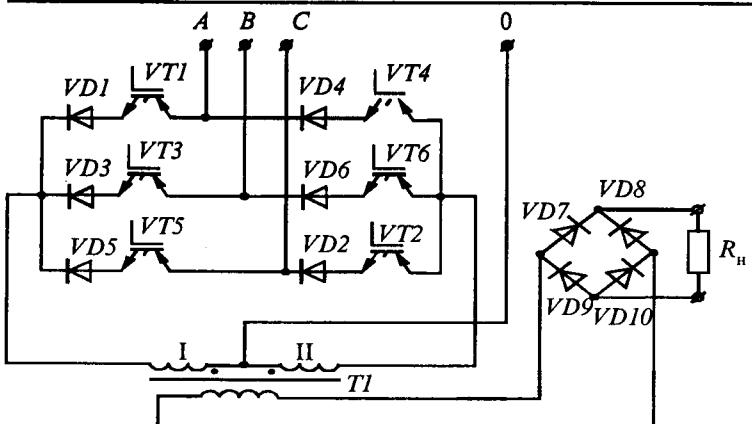


Рис.1

Под действием фазного напряжения  $U_A$  питающей сети ток будет протекать от фазы  $A$  через транзисторный ключ  $VT1$ , диод  $VD1$ , секцию I первичной обмотки трансформатора к нулевому проводу. Работа транзисторного ключа  $VT1$  продолжается в течение  $60^\circ$ . Затем транзисторный ключ  $VT1$  запирается, а ключ  $VT2$  отпирается. При этом ток будет протекать от нулевого провода через секцию II первичной обмотки трансформатора, транзисторный ключ  $VT2$ , диод  $VD2$  к фазе  $C$  питающей сети. Дальнейшие переключения осуществляются под действием фазных напряжений.

За период питающей сети управляемые вентильные элементы работают поочередно, в течение  $60^\circ$  каждый. При этом каждая из двух секций подключается соответствующими вентильными элементами на фазное напряжение, причем при вступлении в действие очередного фазного напряжения происходит перемагничивание

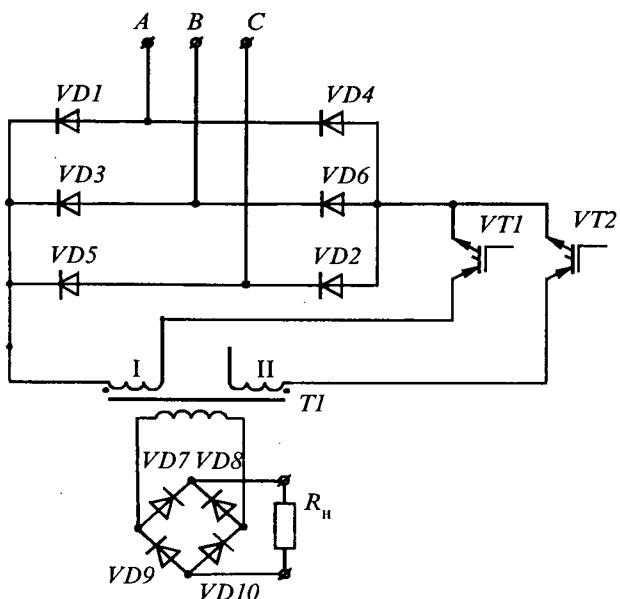


Рис.2

магнитопровода трансформатора, что приводит к формированию на вторичной обмотке напряжения утроенной частоты.

Работа схемы для активной нагрузки поясняется временными диаграммами (рис.3), на которых показаны: кривые фазных напряжений питающей сети  $u$  (рис.3, $a$ ), кривая напряжения утроенной частоты на вторичной обмотке трансформатора  $u_2$  (рис.3, $б$ ), кривые токов секций первичной обмотки трансформатора  $i_{11}$  и  $i_{12}$  (рис.3, $в, г$ ), кривая тока линии  $i_A$  (рис.3, $д$ ), кривая напряжения коллектор-эмиттер  $u_{к.э}$  первого транзисторного ключа (рис.3, $жс$ ), кривая фазного тока  $i_A$  (рис.3, $ж$ ), кривая напряжения на нагрузке  $u_i$  и кривая тока нагрузки  $i_i$  (рис.3, $з$ ).

Во второй схеме, с групповым коммутатором (рис.2), неуправляемые вентильные элементы  $VD1-VD6$  соединены по трёхфазной мостовой схеме, к выходу которой подключены две цепи – одна из них состоит из обмотки I и управляемого вентильного элемента  $VT1$ , а вторая – из обмотки II и управляемого вентильного элемента  $VT2$ . Число витков секций I и II первичной обмотки трансформатора  $T1$  равны.

Под действием линейного напряжения  $U_{AB}$  сети ток будет протекать от фазы  $A$  через вентильный элемент  $VD1$ , секцию I, управляемые вентильные элементы  $VT1$  и  $VD6$  к фазе  $B$ . Через  $60^\circ$  вентильные элементы  $VT1$  и  $VD6$  запираются, включаются вентильные элементы  $VT2$  и  $VD2$ . Через секцию II под действием линейного напряжения  $U_{AC}$  ток будет протекать через продолжающий работу вентильный элемент  $VD1$  и элементы  $VT2$  и  $VD2$ . Дальнейшие переключения осуществляются под действием линейных напряжений.

За период напряжения питающей сети вентильные элементы  $VD1-VD6$  работают в течение  $120^\circ$  каждый, а вентильные элементы  $VT1$ ,  $VT2$  трижды по  $60^\circ$ . Таким образом, каждая из обмоток подключается соответствующими вентильными элементами на линейное напряжение, причем при вступлении в действие очередного линейного напряжения происходит перемагничивание магнитопровода трансформатора. При этом на вторичной обмотке формируется напряжение утроенной частоты.

Временные диаграммы для этой схемы аналогичны рис.3, за исключением кривой тока линии  $i_A$  (рис.3,д) и кривой напряжения коллектор-эмиттер  $u_{k_3}$  первого транзисторного ключа (рис.3,ж). Кривая линейного тока  $i_{AB}$  для второй схемы показана на рис.3,е.

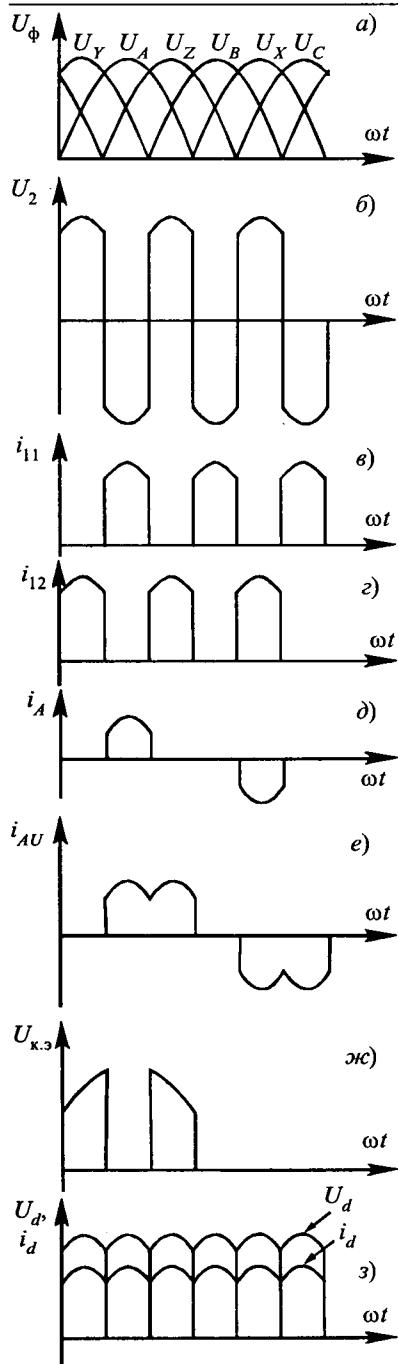


Рис.3

Расчётные коэффициенты для описанных схем, необходимые для их практического проектирования на активную нагрузку приведены в таблице.

Для регулирования выпрямленного напряжения целесообразно применить широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), обеспечивающую сопадение по фазе первой гармоники тока, потребляемого из сети, и напряжения питающей сети.

На диаграмме рис.4 показана кривая первичного тока при допущении мгновенной коммутации тока. В соответствии с диаграммой рис.4

$\frac{U_{2m}}{U_2}$	$\frac{E_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{U_1}{U_d K_T}$	$\frac{I_1 K_T}{I_d}$	$\frac{S_1}{P_d}$	$\frac{S_2}{P_d}$	$\frac{S_T}{P_d}$
1,047	1,0008	1,0008	0,74	0,71	1,051	1,0016	1,0283

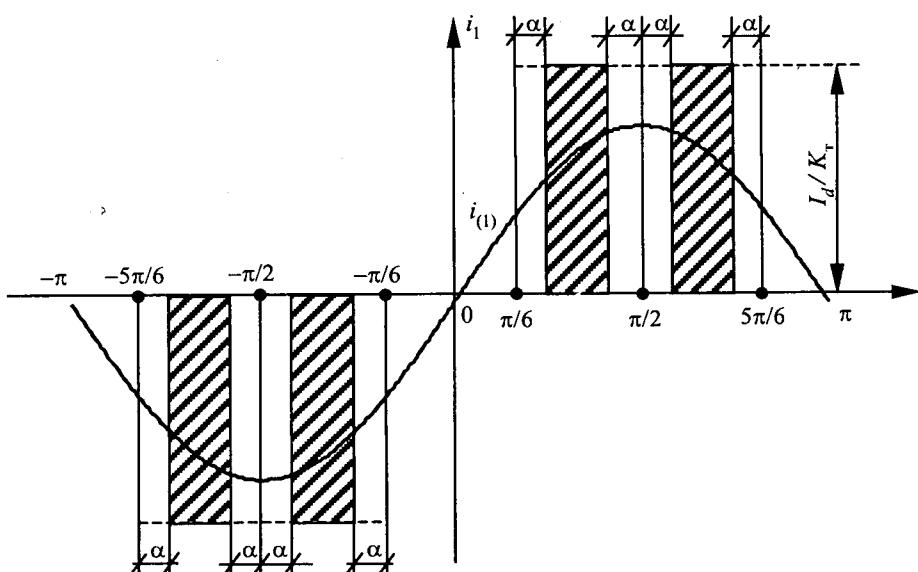


Рис.4

зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла регулирования (без учёта процессов коммутации) определяется:

$$U_{d\alpha} = 2U_{d0} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right), \quad (1)$$

где  $U_{d0} = \frac{3}{\pi} U_{2m}$  – значение напряжения при  $\alpha=0$ .

Для ШИМ с нулевым коэффициентом сдвига сдвиг первой гармоники тока, потребляемого из сети, останется неизменным [3]. Однако форма тока, потребляемого из сети и, следовательно, его гармонический состав и коэффициент несинусоидальности  $\chi$  зависят от угла регулирования  $\alpha$ . Поэтому коэффициент мощности выпрямителя с ШИМ может быть определен, как  $\chi = f(\alpha)$ . Форма тока, потребляемого из сети, для произвольного угла регулирования показана на рис.4. Амплитуда основной гармоники этого тока

$$I_{1(m)} = \frac{4\sqrt{3}I_d}{\pi K_T} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right). \quad (2)$$

Действующее значение этого тока

$$I_1 = \frac{I_d}{K_T} \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{4\alpha}{\pi}}. \quad (3)$$

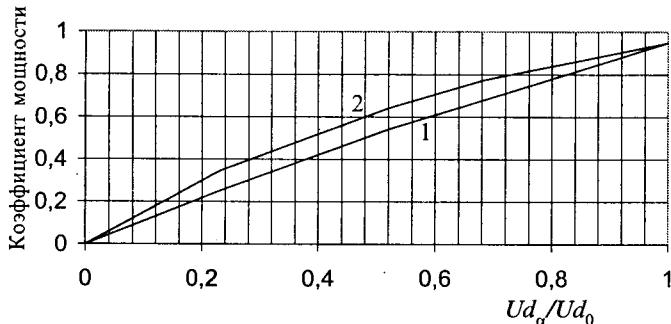


Рис.5. Зависимость коэффициентов мощности от относительного значения выпрямленного напряжения для классических шестифазных схем (1) и исследуемых схем выпрямления (2)

По выражениям (2), (3) и уравнению регулировочной характеристики (1) построена зависимость коэффициента мощности исследуемых выпрямителей с двухсторонним ШИМ от относительного значения выпрямленного напряжения (рис.5).

Из рис.5 видно, что такие выпрямители позволяют получить более высокий коэффициент мощности по сравнению с классическими шестифазными схемами выпрямления [4].

#### Список литературы

1. Пат. 2149495 РФ. Преобразователь трёхфазного переменного напряжения в постоянное / Ю.С. Игольников, С.А. Нестеров // Открытия. Изобретения. 2000. № 14.

2. Пат. 2159003 РФ. Преобразователь трёхфазного переменного напряжения в постоянное с промежуточным умножением частоты (варианты) / Ю.С. Игольников // Открытия. Изобретения. 2000. № 31.

3. Яров В.М. Повышение энергетической эффективности тиристорных регуляторов действующего и среднего значения напряжения: Дис... канд. техн. наук. М., 1971. С.19–32.

4. Каганов И.Л. Электронные и ионные преобразователи. Ч. III. М.: Энергоатомиздат, 1956. С. 337–348.

**Игольников Юрий Соломонович** – доцент кафедры теоретической и общей электротехники Мордовского ГУ им. Н.П.Огарева. Окончил физико-математический факультет Мордовского ГУ им. Н.П.Огарева по специальности "преподаватель физики" в 1959 г., а в 1964 г. электротехнический факультет того же вуза. Защитил кандидатскую диссертацию в МЭИ по теме "Регулируемые тиристорные преобразователи с повышенным коэффициентом мощности" в 1976 г.

**Нестеров Сергей Александрович** – доцент кафедры промышленной электроники Мордовского ГУ им. Н.П.Огарева. Окончил факультет электронной техники Мордовского ГУ им. Н.П.Огарева по специальности "инженер электронной техники" в 1972 г. Защитил кандидатскую диссертацию в ЛЭТИ по теме "Исследования источников питания однофазных статических преобразователей частоты большой мощности" в 1977 г.

**Демидов Игорь Викторович** – инженер кафедры промышленной электроники Мордовского ГУ им. Н.П.Огарева. Окончил факультет электронной техники Мордовского ГУ им. Н.П.Огарева по специальности "инженер электронной техники" в 1996 г. В 2002 г. окончил заочную аспирантуру при этом же вузе.

## Методика расчёта потерь в баке шунтирующего реактора

КАДНИКОВ С.Н., ЧИНДИЛОВ Д.В.

Предлагается методика расчёта потерь в баке реактора, не использующая приближение плоской волны в баке как на этапе расчёта поля реактора, так и на последующем этапе расчёта потерь, что позволяет достаточно точно рассчитать удельные потери в участках, прилегающих к рёбрам и углам бака.

Проблема снижения потерь является одной из основных при проектировании реакторов. Для ее решения требуется достаточно точный расчёт потерь в токоведущих частях (обмотках, отводах) и элементах конструкции (баке, магнитопроводе и т.д.). Поскольку решение данной задачи в целом трудно осуществимо, ее разбивают на ряд более простых задач по расчёту потерь в каждом из этих конструкционных элементов. При этом учет влияния остальных элементов производится приближенно. В данной статье рассмотрена задача расчёта потерь в баке реактора.

Решение этой задачи можно разбить на два этапа: 1) расчёт электромагнитного поля моде-

ли реактора, получаемой исключением из рассмотрения тех конструкционных элементов и физических процессов, которые достаточно слабо влияют на поле вблизи бака реактора; 2) расчёт потерь в баке реактора на основании вычисленного электромагнитного поля. В имеющихся методиках с целью снижения объёма вычислений до приемлемого уровня на первом этапе и упрощения расчётов на втором для электромагнитного поля в баке реактора принимают приближение плоской волны, что приводит к некоторой методической (неустранимой) погрешности расчёта удельных потерь в участках, прилегающих к рёбрам и углам бака.

Цель настоящей статьи – предложить методику точного (в рамках математической модели) расчёта потерь в баке реактора. Главная сложность при построении такой методики заключается в том, чтобы найти полевую модель, пригодную для численного расчёта трёхмерного поля реактора без использования приближения плоской волны в баке. Нами такая модель получена усовершенствованием полевой модели, основанной на граничных интегральных уравнениях минимальной размерности [1]. Рассмотрим применение данной модели к расчёту магнитного поля реактора.

**Исследуемая модель.** Методику расчёта потерь рассмотрим на проектной модели однофазного бронестержневого реактора (рис.1, модель изображена с сохранением реальных пропорций частей реактора). В обмотке, состоящей из 2100 витков, протекает синусоидальный ток  $I = 198$  А частотой  $f = 50$  Гц. Бак имеет относительную магнитную проницаемость  $\mu_r = 200$  и удельную проводимость  $\gamma = 0,5 \cdot 10^7$  См/м. Относительная магнитная проницаемость магнитопровода и шунтов считается равной  $\mu_d = 1000$  (шихтовка шунтов и магнитопровода, а также потери на вихревые токи в них не учитываются). Бак заполнен трансформаторным маслом.

Толщина бака реактора почти всегда значительно больше глубины проникновения в него электромагнитной волны, поэтому примем условие полной экранировки поля баком. Это условие равносильно тому, что стенки бака бесконечно толсты и имеют только внутреннюю поверхность  $S_t$  (см. рис.1).

**Исходная полевая модель.** Метод разделения областей, когда для каждой области с однородными физическими свойствами используется

свое интегральное представление поля, позволяет получить полевую модель, основанную на граничных интегральных уравнениях минимальной размерности [1]. Рассмотрим применение данной модели к расчёту магнитного поля реактора.

Поскольку поверхность бака  $S_t$  является односвязной, то напряженность магнитного поля может быть описана как [1]

$$\bar{H}_Q^- = - \oint_{S_t + S_d} \sigma_M \nabla Q K_{QM} dS_M + \bar{H}_Q^\delta \quad (1)$$

в области вне бака и обмотки и

$$\bar{H}_Q^+ = - \oint_{S_t} [\vec{i}_M \times \nabla Q G_{QM}] dS_M \quad (2)$$

в области бака, где  $S_d$  – поверхность шунтов и магнитопровода;  $\bar{H}_Q^\delta$  – напряженность магнитного поля созданного обмоткой в точке  $Q$ ;  $\sigma_M$  и  $\vec{i}_M$  – плотность мнимого магнитного заряда и тока;  $K_{QM}$  и  $G_{QM}$  – функции Грина,

$$G_{QM} = \exp[-(1 + j) k r_{QM}] / (4\pi r_{QM}); \quad (3)$$

$$K_{QM} = 1 / (4\pi r_{QM});$$

$r_{QM}$  – расстояние между точкой поля  $Q$  и точкой источника  $M$ ;  $j = \sqrt{-1}$ ;  $k = \sqrt{\omega \mu_r \gamma / 2}$ .

На границах разделов сред  $S_t$  и  $S_d$  должны выполняться следующие граничные условия:

$$\vec{n}_Q \times (\bar{H}_Q^e - \bar{H}_Q^i) = 0; \quad (4)$$

$$\vec{n}_Q (\mu_Q^e \bar{H}_Q^e - \mu_Q^i \bar{H}_Q^i) = 0, \quad (5)$$

где показатели "e" и "i" означают, что величины берутся на внешней (со стороны масла) и на внутренней стороне границы раздела сред соответственно;  $\vec{n}$  – нормальный к границе раздела сред вектор, направленный в масло (см. рис.1).

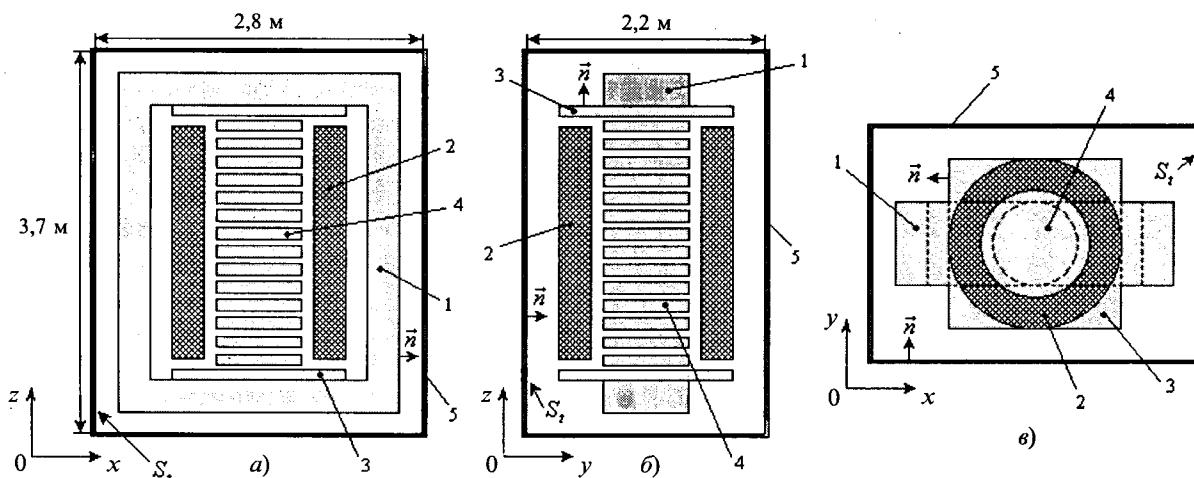


Рис.1. Модель реактора: поперечные сечения реактора (a,б) и вид сверху (в) (1 – ярмо; 2 – обмотка; 3 – шунт; 4 – стержень; 5 – бак)

Помещая точку наблюдения  $Q$  на  $S_r$ , подставляя (1) и (2) в (4) и (5), можно получить следующие граничные интегральные уравнения [1]:

$$\begin{aligned} \sigma_Q - 2 \oint_{S_r + S_d} \sigma_M (\vec{n}_Q \nabla_Q K_{QM}) dS_M + 2(\vec{n}_Q \vec{H}_Q^\delta) = \\ = -2 \mu_r \oint_{S_r} (\vec{n}_Q [\vec{i}_M \times \nabla_Q G_{QM}]) dS_M; \quad \forall Q \in S_r; \quad (6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \vec{i}_Q + 2 \oint_{S_r} [\vec{n}_Q \times [\vec{i}_M \times \nabla_Q G_{QM}]] dS_M = \\ = 2 \oint_{S_r + S_d} \sigma_M [\vec{n}_Q \times \nabla_Q K_{QM}] dS_M - 2 [\vec{n}_Q \times \vec{H}_Q^\delta]; \quad \forall Q \in S_r. \quad (7) \end{aligned}$$

Помещая точку  $Q$  на  $S_d$ , подставляя (1) и (2) в (5), получаем следующее граничное интегральное уравнение [2]:

$$\sigma_Q + 2\lambda \oint_{S_r + S_d} \sigma_M (\vec{n}_Q \nabla_Q K_{QM}) dS_M = 2\lambda(\vec{n}_Q \vec{H}_Q^\delta); \quad \forall Q \in S_d, \quad (8)$$

где  $\lambda = (\mu_d - 1) / (\mu_d + 1)$ .

Таким образом, исходная полевая модель состоит из интегральных представлений (1),(2) и системы интегральных уравнений (6)–(8).

Функции  $\nabla_Q K_{QM}$  и  $\nabla_Q G_{QM}$  в системе (6)–(8) затухают с увеличением расстояния  $r_{QM}$ . Первая затухает до пренебрежимо малого значения на расстояниях, исчисляемых метрами, что вполне сопоставимо с геометрическими размерами реакторов. Вторая, при обычном для реакторов диапазоне частот и материальных характеристиках бака, затухает на относительно малых расстояниях, исчисляемых сантиметрами. Поэтому, решая систему (6)–(8) численно, интегралы, содержащие  $\nabla_Q G_{QM}$ , следует вычислять не по всей поверхности  $S_r$ , а только по области  $C_Q$ , являющейся пересечением поверхности  $S_r$  и сферы с центром в точке наблюдения  $Q$  и радиусом  $r$  [3]. Здесь  $r$  – это некоторый, усекающий область интегрирования радиус (как правило,  $r$  берут равным 8–10 глубинам проникновения). В результате уравнения (6) и (7) принимают вид:

$$\begin{aligned} \sigma_Q - 2 \oint_{S_r + S_d} \sigma_M (\vec{n}_Q \nabla_Q K_{QM}) dS_M + 2(\vec{n}_Q \vec{H}_Q^\delta) = \\ = -2 \mu_r \oint_{C_Q} (\vec{n}_Q [\vec{i}_M \times \nabla_Q G_{QM}]) dS_M; \quad \forall Q \in S_r; \quad (9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \vec{i}_Q + 2 \oint_{C_Q} [\vec{n}_Q \times [\vec{i}_M \times \nabla_Q G_{QM}]] dS_M = \\ = 2 \oint_{S_r + S_d} \sigma_M [\vec{n}_Q \times \nabla_Q K_{QM}] dS_M - 2 [\vec{n}_Q \times \vec{H}_Q^\delta]; \quad \forall Q \in S_r. \quad (10) \end{aligned}$$

Отметим, что площадь области  $C_Q$  всегда мала в сравнении с площадью поверхности бака

$S_r$ , поэтому использование уравнений (9), (10) вместо (6), (7) значительно сокращает объём вычислений.

Чтобы решить систему (8)–(10) численно, ее сводят к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). Для этого используют следующий алгоритм: 1) поверхности  $S_r$  и  $S_d$  разбивают на прямоугольные элементы; 2) плотности  $\sigma$  и  $\vec{i}$  в уравнениях (8)–(10) заменяют некоторыми интерполяционными формулами, построенными по значениям плотностей в центрах элементов; 3) преобразованные на втором шаге уравнения записывают для центров элементов, получая СЛАУ относительно значений плотностей в центрах элементов.

Второй шаг алгоритма приводит к приближённой замене интегралов в уравнениях (8)–(10) конечными суммами. Чтобы погрешность такой замены была приемлемой, необходимо, чтобы область интегрирования каждого из интегралов охватывала несколько элементов разбиения (несколько узлов интерполяции плотности). Для этого размеры элементов разбиения поверхности  $S_r$  должны быть меньше размеров области  $C_Q$ , а точнее меньше  $r$ . Поскольку радиус  $r$  много меньше геометрических размеров поверхности  $S_r$ , такое ограничение означает, что число неизвестных в СЛАУ будет недопустимо большим (более 246600 неизвестных для решаемой задачи).

**Улучшение полевой модели.** Покажем, как преобразовать полевую модель, чтобы она стала пригодной для численного расчёта. Поместим точку наблюдения  $Q$  на одну из граней бака так, чтобы она была удалена от всех его ребер, по крайней мере, на расстояние  $r$ . В этом случае область  $C_Q$  будет плоским кругом (см. рис.2). Так как интеграл в левой части уравнения (10) по любой плоской области  $C_Q$  равен нулю, то

$$\vec{i}_Q = 2 \oint_{S_r + S_d} \sigma_M [\vec{n}_Q \times \nabla_Q K_{QM}] dS_M - 2 [\vec{n}_Q \times \vec{H}_Q^\delta]. \quad (11)$$

Множество точек поверхности бака, удалённых от ребер бака на расстояние не меньшее, чем  $r$ , обозначим  $\Omega$  (см. рис.2). Тот факт, что мнимый ток, распределенный над областью  $\Omega$ , можно однозначно выразить через мнимые заряды и поле внешнего источника, позволяет исключить его рассмотрение и тем самым значительно снизить объём требуемых вычислений.

Разбивая границу раздела сред  $S_r$  на две части  $S_r \setminus \Omega$  и  $\Omega$ , подставляя (11) в (2), получаем следующее интегральное представление напряженности магнитного поля:

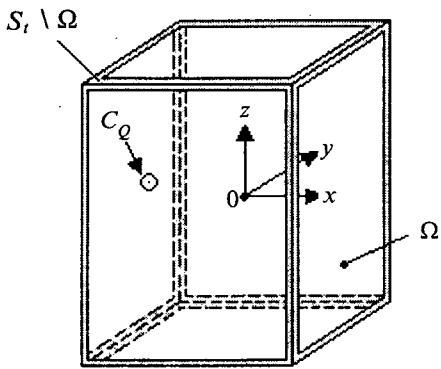


Рис.2. Разбиение поверхности бака на область  $\Omega$  (прозрачный цвет) и  $S_t \setminus \Omega$  (серый цвет)

$$\bar{H}_Q^+ = - \int_{S_t \setminus \Omega} [\vec{i}_M \times \nabla_Q G_{QM}] dS_M - 2 \int_{\Omega} [\nabla_Q G_{QM} \times [\vec{n}_M \times \\ \times (- \oint_{S_t + S_d} \sigma_P \nabla_M K_{MP} dS_P + \bar{H}_M^\delta)]] dS_M. \quad (12)$$

Помещая точку наблюдения  $Q$  на  $S_t$ , подставляя (1) и (12) в (4) и (5), можно получить следующие граничные интегральные уравнения [3]:

$$\begin{aligned} \sigma_Q - 2 \oint_{S_t + S_d} \sigma_M (\vec{n}_Q \nabla_Q K_{QM}) dS_M + 2(\vec{n}_Q \bar{H}_Q^\delta) = \\ = -2 \mu_t \int_{S_t \setminus \Omega} (\vec{n}_Q [\vec{i}_M \times \nabla_Q G_{QM}]) dS_M - \\ - 4 \mu_t \int_{\Omega} (\nabla_Q G_{QM} \oint_{S_t + S_d} \sigma_P \nabla_M K_{MP} dS_P) dS_M - \\ - 4 \mu_t \int_{\Omega} (\nabla_Q G_{QM} \bar{H}_M^\delta) dS_M; \quad \forall Q \in S_t; \quad (13) \\ \vec{i}_Q + 2 \int_{S_t \setminus \Omega} [\vec{n}_Q \times [\vec{i}_M \times \nabla_Q G_{QM}]] dS_M - \\ - 2 \oint_{S_t + S_d} [\vec{n}_Q \times \nabla_Q K_{QM}] dS_M = -2[\vec{n}_Q \times \bar{H}_Q^\delta]; \\ \forall Q \in S_t \setminus \Omega. \quad (14) \end{aligned}$$

Замечание. Области интегрирования  $\Omega$  и  $S_t \setminus \Omega$  в формулах (12)–(14) указаны для того, чтобы сделать эти формулы более ясными для читателя. На практике интегралы, содержащие  $\nabla_Q G_{QM}$ , необходимо вычислять только по области  $C_Q$ .

Итак, новая полевая модель состоит из представлений поля (1), (12) и системы интегральных уравнений (8), (13), (14). Рассмотрим преимущества ее численного расчёта. Как и в случае с исходной моделью, получаем, что для достаточно точной замены уравнений (8), (13), (14) на СЛАУ размеры элементов разбиения области  $S_t \setminus \Omega$

должны быть меньше  $r$ . Однако площадь области  $S_t \setminus \Omega$  много меньше площади поверхности  $S_t$  (см. рис.2), и поэтому число скалярных неизвестных в СЛАУ будет приемлемым. Другим преимуществом новой модели, проявляющимся в случае численного расчёта, является автоматическое (точное) выполнение граничного условия (4) на области  $\Omega$ .

В предложенной полевой модели магнитная характеристика стали бака предполагается линейной. Это предположение является обоснованным, поскольку шунтирующие реакторы проектируют так, чтобы режим насыщения стали бака не достигался. Однако для расчёта поля проектных моделей реакторов необходимо иметь методику, пригодную и для решения нелинейных задач. Отметим, что в случае нелинейной задачи, как правило, достаточно приближенного расчёта поля и потерь, поскольку модель реактора является промежуточной.

Предложенную полевую модель можно распространить на случай нелинейных задач, используя, например, следующий приближенный алгоритм:

1. Производим расчёт поля модели реактора в предположении линейности магнитной характеристики стали бака.

2. Разбиваем бак на достаточно малые участки. В тех участках, где индукция магнитного поля превышает индукцию насыщения, принимаем магнитную проницаемость равной  $\mu = B_s / H_m$ , где  $B_s = 1,6$  Тл – индукция насыщения;  $H_m$  – максимальное значение напряженности магнитного поля в участке бака.

3. Повторяем первый и второй шаги алгоритма до тех пор, пока максимальная индукция в баке не станет меньше индукции насыщения.

Достоинство данного алгоритма заключается в том, что при всей простоте его программной реализации он, как правило, обеспечивает приемлемую точность расчёта поля.

**Расчёт поля исследуемой модели реактора.** Численное решение системы (8), (13), (14) производилось следующим образом: поверхность  $S_d$  и область  $\Omega$  разбивались на  $N_1$  прямоугольных элементов, а область  $S_t \setminus \Omega$  на  $N_2$  элементов; плотность  $\sigma$  принималась постоянной на элементах разбиения поверхностей  $S_t$  и  $S_d$  а  $\vec{i}$  на элементах разбиения области  $S_t \setminus \Omega$  (кусочно-постоянная интерполяция плотностей); уравнения (8), (13) и (14) записывались для центров элементов разбиений поверхностей  $S_d$ ,  $S_t$  и области

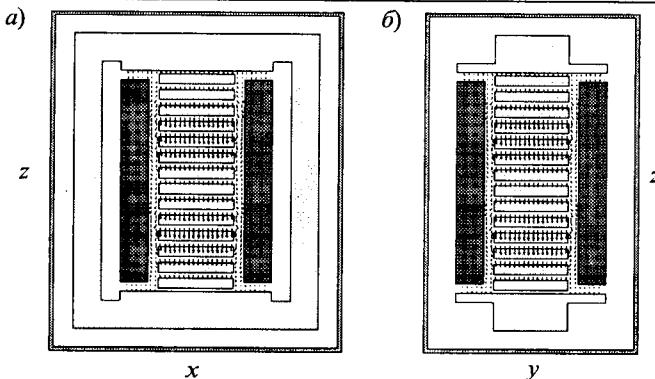


Рис.3. Вектор амплитуды напряженности магнитного поля модели реактора в плоскости  $xoz$  (а) и в плоскости  $yoz$  (б)

$S_t \setminus \Omega$  соответственно. Полученная в результате этих действий СЛАУ решалась методом исключения Гаусса.

Анализ сходимости вычисленных плотностей с увеличением числа элементов разбиения  $N_1, N_2$  и усекающего радиуса  $r$ , показал, что решение системы интегральных уравнений является достаточно точным при  $N_1 > 10008, N_2 > 3456$  и  $r > 0,02$  м. Для сравнения: использование исходной модели потребовало бы более чем в 12 раз большего числа скалярных неизвестных при достижении меньшей точности расчёта.

В области вне бака и обмотки действительная амплитуда напряжённости магнитного поля  $\bar{H}'_Q$  может быть найдена из комплексной амплитуды  $\bar{H}'_Q$  по формуле:  $\bar{H}'_Q = \bar{H}'_Q e^{-j\varphi_Q}$ , где  $\varphi_Q$  – фаза напряженности магнитного поля в точке  $Q$ . Амплитуда  $\bar{H}'_Q$ , вычисленная для исследуемой модели реактора, показана на рис.3. Максимальная амплитуда равна  $7,5 \cdot 10^4$  А/м. Амплитуды, меньшие максимальной более чем в 40 раз, а также амплитуды в обмотке и баке реактора на рис.3 не показаны.

**Методика расчёта потерь.** Расчёт активных потерь  $P$  в баке может быть выполнен на основании теоремы Пойтинга [4]:

$$P = -\operatorname{Re} \int_{S_t} (\bar{E}_Q \times \bar{H}_Q) d\bar{S}_Q. \quad (15)$$

Используемая полевая модель позволяет находить только магнитное поле реактора и непосредственный расчёт потерь по формуле (15) невозможен. Для расчёта напряженности электрического поля  $\bar{E}$  в области вне бака необходимо решать дополнительную систему интегральных уравнений, рассмотренную в [5]. Однако в об-

ласти бака напряженность  $\bar{E}$  однозначно определяется формулой  $\bar{E}_Q^+ = (1/\gamma) \operatorname{rot}_Q \bar{H}_Q^+$ . Поэтому в формуле (15) удобно выполнить предельный переход от поверхности бака  $S_t$  к ее внутренней стороне (лежит в толще бака). Разбивая внутреннюю сторону поверхности бака на прямоугольные элементы  $\{S_k\}$ , получаем

$$P = -(1/\gamma) \sum_k \operatorname{Re} \int_{S_k} (\bar{n}_k [\operatorname{rot} \bar{H}_Q^+ \times \bar{H}_Q^+]) dS_Q, \quad (16)$$

где  $\bar{n}_k$  – единичный вектор, нормальный к  $S_k$  и направленный от бака.

Чтобы упростить подынтегральное выражение в формуле (16), дополним вектор  $\bar{n}_k$  векторами  $\bar{x}_k$  и  $\bar{y}_k$  до ортонормированного базиса и запишем  $\operatorname{rot} \bar{H}_Q^+$  и  $\bar{H}_Q^+$  как линейные комбинации векторов  $\bar{x}_k, \bar{y}_k$  и  $\bar{n}_k$ :

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \bar{H}_Q^+ &= V_Q^x \bar{x}_k + V_Q^y \bar{y}_k + V_Q^n \bar{n}_k; \\ \bar{H}_Q^+ &= \bar{H}_Q^x \bar{x}_k + \bar{H}_Q^y \bar{y}_k + \bar{H}_Q^n \bar{n}_k. \end{aligned} \quad (17)$$

Подставляя (17) в (16), находим:

$$P = (1/\gamma) \sum_k \operatorname{Re} \int_{S_k} (V_Q^x \bar{H}_Q^y - V_Q^y \bar{H}_Q^x) dS_Q, \quad (18)$$

где  $V_Q^x = (\partial H^n / \partial \bar{y}_k - \partial H^y / \partial \bar{n}_k) \Big|_Q$ ;

$$V_Q^y = (\partial H^x / \partial \bar{n}_k - \partial H^n / \partial \bar{x}_k) \Big|_Q.$$

Интеграл по элементу  $S_k$  в (18) может быть вычислен приближенно с помощью какой-либо из квадратурных формул. В простейшем случае имеем

$$P = (1/\gamma) \sum_k \operatorname{Re} (V_{C_k}^x \bar{H}_{C_k}^y - V_{C_k}^y \bar{H}_{C_k}^x) \Delta S_k, \quad (19)$$

где  $C_k$  – центр прямоугольного элемента  $S_k$ .

Итак, при использовании формул численного нахождения производных расчёт потерь по формуле (19) сводится к многократному вычислению напряженности в баке по формуле (12). Однако использование формулы (12) сопряжено с относительно большим объёмом вычислений. Поэтому желательно заменить расчёты по формуле (12) расчётом по формуле (1) повсюду, где это возможно. Покажем, как это сделать.

Рассмотрим элемент разбиения  $S_k$ . Значения  $\bar{H}_{C_k}^x$  и  $\bar{H}_{C_k}^y$  можно найти из  $\bar{H}_{C_k}^-$ , используя граничное условие (4):

$$\bar{H}_{C_k}^x = \overline{(\bar{x}_k, \bar{H}_{C_k}^-)}; \quad \bar{H}_{C_k}^y = \overline{(\bar{y}_k, \bar{H}_{C_k}^-)}. \quad (20)$$

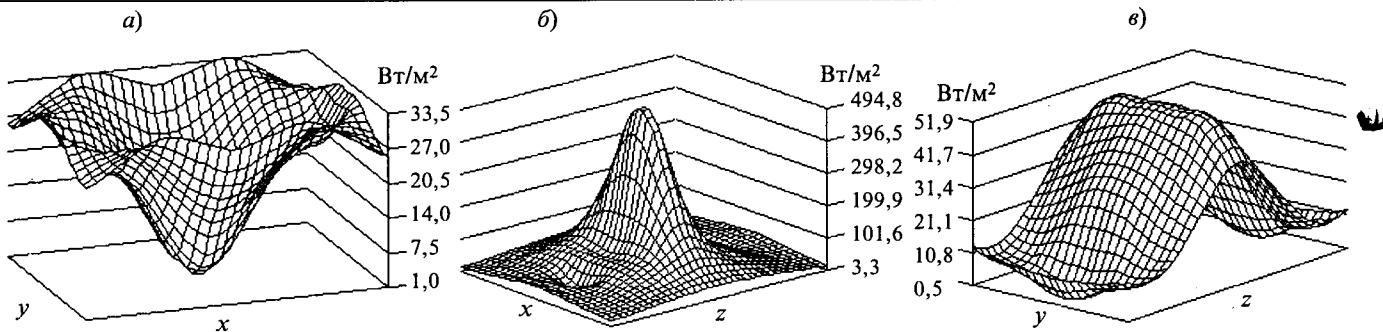


Рис.5. Распределение удельных потерь по граням бака, параллельным плоскости:  
а – xoy; б – xoz; в – yoz.

Из граничного условия (5)

$$\begin{aligned} (\partial H^n / \partial \bar{y}_k) \Big|_{C_k} &= (1/\mu_t) (\partial (\bar{H}^- \bar{n}_k) / \partial \bar{y}_k) \Big|_{C_k}; \\ (\partial H^n / \partial \bar{x}_k) \Big|_{C_k} &= (1/\mu_t) (\partial (\bar{H}^- \bar{n}_k) / \partial \bar{x}_k) \Big|_{C_k}. \end{aligned} \quad (21)$$

Таким образом, расчёт напряженности в баке по формуле (12) необходим только при численном нахождении производных  $\partial H^y / \partial \bar{n}_k$  и  $\partial H^n / \partial \bar{x}_k$ .

**Результаты расчётов.** По описанной методике расчёта потерь в баке были получены следующие результаты для исследуемой модели реактора: потери в баке реактора  $P \approx 2,5$  (26,6) кВт; распределение потерь по граням бака 13, 71 и 16% (17, 66 и 16%) для граней, параллельных плоскостям xoy, xoz и yoz соответственно; максимальное значение индукции в баке  $B_{\max} \approx 0,6$  (1,4) Тл (значения в скобках получены при отсутствии у исследуемой модели шунтов). Рис.5 показывает распределение удельных потерь по граням бака исследуемой модели.

## Выводы

1. Предложенная методика без внесения существенных изменений может применяться для расчёта потерь в других массивных элементах реактора (стяжных шпильках, ярмовых балках и т.д.).

2. Более точный расчёт удельных потерь в участках, прилегающих к рёбрам и углам, позволяет лучше выявлять опасные местные нагревы.

3. Предложенная методика точного (без неустранимых погрешностей) расчёта потерь позволяет оценить (в рамках конкретной задачи)

погрешность методик, использующих при расчёте поля и потерь приближение плоской волны. В рассмотренных авторами моделях реакторов данная погрешность составила от 1 до 6% (2,1% для исследуемой модели реактора). Указанная погрешность расчёта суммарных потерь может показаться незначительной, однако нужно учесть, что погрешность расчёта удельных потерь, которые характеризуют местные нагревы, может быть существенно больше.

## Список литературы

1. Маергойз И.Д. Интегральные уравнения для расчёта трёхмерного квазистационарного электромагнитного поля III // Известия вузов. Электромеханика. 1972. № 7.
2. Тозони О.В. Метод вторичных источников в электротехнике. М.: Энергия, 1975.
3. Denis V. Chindilov. Three-dimensional eddy current calculation in the case of small skin depths // IEEE Trans. Magn. 2003. Vol. 39, № 5.
4. Тамм И.Е. Основы теории электричества. М.: Наука, 1966.
5. Yuan J., Kost A. A Three-Component Boundary Element Algorithm for Three-Dimensional Eddy Current Calculation // IEEE Trans. Magn. 1994. Vol. 30, № 5. P. 3028–3031.

**Кадников Сергей Николаевич** – профессор кафедры теоретических основ электротехники и электротехнологии (ТОЭЭ) Ивановского государственного энергетического университета (ИГЭУ). Окончил Рязанский радиотехнический институт в 1965 г. Докторскую диссертацию защитил в 1989 г. по теме "Методы расчёта электромагнитного поля тонких оболочек".

**Чиндилов Денис Викторович** – аспирант кафедры теоретических основ электротехники и электротехнологии (ТОЭЭ) Ивановского государственного энергетического университета (ИГЭУ). Окончил факультет информатики и вычислительной техники ИГЭУ в 2000 г.

# **Лазерная обработка пластин магнитопроводов силовых трансформаторов**

БУХАНОВА И.Ф., ДИВИНСКИЙ В.В., ЖУРАВЕЛЬ В.М.

В сердечниках трансформаторов из анизотропной электротехнической стали потери на вихревые токи составляют до 70% общих потерь на перемагничивание. Известен ряд способов уменьшения потерь на вихревые токи: получение материала с регулируемым размером зерна, искусственное сужение 180°-х доменов с помощью механического нанесения царапин на поверхность готовых листов, обработка поверхности излучением импульсного или непрерывного CO<sub>2</sub>-лазера.

Одним из самых перспективных бесконтактных методов уменьшения потерь на перемагничивание анизотропной электротехнической стали является лазерная обработка поверхности. При локальном лазерном нагреве в поверхностных слоях материала создаются термические напряжения, изменяющие характер доменной структуры в зонах, прилегающих к лазерной дорожке. Способ обработки поверхности излучением твердотельных импульсных лазеров имеет ряд недостатков. Так, создание высоких локальных напряжений в зоне обработки приводит к значительному снижению магнитной индукции  $B_{100}$ . Из-за выделения большого количества тепловой энергии происходит разрушение электроизоляционного покрытия и оплавление поверхности материала. Поэтому для восстановления значения индукции  $B_{100}$  и улучшения качества поверхности необходимы специальная обработка и повторное нанесение электроизоляционного покрытия. Кроме того, обработка излучением импульсного лазера не эффективна для зерен с отклонением кристаллографической плоскости (110) от плоскости прокатки более 3°.

Разработанный экологически чистый технологический процесс обработки поверхности электротехнической стали излучением непрерывного CO<sub>2</sub>-лазера позволяет обрабатывать трансформаторную сталь без нарушения изоляционного покрытия и создания дополнительных механических напряжений.

Для исследований были выбраны стандартные образцы стали с удельными потерями  $P_{1,7/50} = 1,03 \div 1,25 \text{ Вт/кг}$ . Обработку образцов не-

прерывным лазерным излучением проводили на лазерной технологической установке без оплавления поверхности материала и разрушения электроизоляционного покрытия. Дорожки наносили в направлении, перпендикулярном направлению проката.

Доменную структуру наблюдали на полированной поверхности образцов методом магнитной металлографии. Магнитные свойства изменили на однополосочном аппарате.

В отечественной анизотропной электротехнической стали высших марок большинство зерен имеет отклонение кристаллографической плоскости (110) от идеальной госсовской ориентации на угол  $\beta = 1 \div 6^\circ$ . После обработки таких зерен непрерывным лазерным излучением на их поверхности наблюдается изменение доменной структуры, исчезают каплевидные домены и создаются крупные замыкающие домены, размер которых уменьшается с увеличением угла  $\beta$ .

Уменьшение магнитных потерь зависит от параметров лазерной обработки стали. Наиболее значительное влияние на доменную структуру и магнитные свойства стали оказывает изменение скорости движения луча по поверхности материала. При ее увеличении прежде всего уменьшается глубина воздействия на доменную структуру. Методом послойного стравливания установлено, что после лазерной обработки со скоростью 0,01 м/с доменные перестройки сохраняются на глубине 0,15–0,20 мм. Если же скорость движения луча составляет 1–10 м/с, обработка становится более поверхностной, изменение доменной структуры наблюдается на глубине не более 0,05 мм.

Создание замыкающих доменов с помощью лазерной обработки почти всегда сопровождается искажениями доменной структуры, возникающими непосредственно в зоне облучения и снижающими эффект уменьшения магнитных потерь  $\Delta P_{1,7/50}$ , а также значение магнитной индукции  $B_{100}$ . Применение скоростной поверхностной обработки позволяет уменьшить объем материала, подвергнутого искажениям, тем самым повысить  $\Delta P_{1,7/50}$  и уменьшить  $\Delta B_{100}$ . При

скорости движения луча по поверхности материала  $0,01 \text{ м/с}$   $P_{1,7/50} \leq 0,05 \text{ Вт/кг}$ . Увеличение скорости до  $1-10 \text{ м/с}$  позволило получить  $\Delta P_{1,7/50} = 0,06 \div 0,10 \text{ Вт/кг}$ .

Другими важными параметрами лазерной обработки являются острота фокусировки и расстояние между дорожками, наносимыми на поверхность материала. Исследования показали, что для создания замыкающих доменов в зернах с отклоненной кристаллографической плоскостью (110) без внесения лабиринтных искажений при обработке со скоростью  $0,01 \text{ м/с}$  необходимо использовать острую фокусировку. Для этого применяли короткофокусные линзы с фокусным расстоянием  $28-40 \text{ мм}$  и располагали материал в фокусе линзы.

В случае обработки со скоростью  $1-10 \text{ м/с}$  необходимая доменная структура была получена на поверхности материала с помощью длиннофокусных линз.

Выбор расстояния между лазерными дорожками зависит от распределения полей напряжений, создаваемых в материале при облучении. Обнаружено, что наложение полей напряжений от соседних дорожек приводит к появлению лабиринтных искажений между дорожками и ухудшению магнитных свойств стали. С увеличением скорости движения луча лазера по поверхности материала возрастает дальнодействие полей создаваемых напряжений и, как следствие, возникает необходимость увеличения расстояния между дорожками. Измерения магнитных свойств показали также, что обработка второй поверхности образцов не дает существенного уменьшения магнитных потерь.

И, наконец, главным параметром лазерной обработки стали является мощность лазерного излучения. С увеличением скорости движения луча по поверхности материала и уменьшением остроты фокусировки луча мощность лазерного излучения, необходимая для изменения доменной структуры, должна возрастать. При обработке со скоростью движения луча  $0,1 \text{ м/с}$  мощность излучения составляла  $5-10 \text{ Вт}$ . Увеличение скорости до  $1-10 \text{ м/с}$  потребовало увеличения мощности излучения до  $50-300 \text{ Вт}$ . На рис.1 показана зависимость уменьшения потерь на перемагничивание от мощности лазерного излучения  $P_L$  после обработки поверхности образцов со скоростью  $1,75 \text{ м/с}$ . Улучшение магнитных потерь получено в широком интервале изменения мощности.

Исследования позволяют предположить, что основной вклад замыкающих доменов в облег-

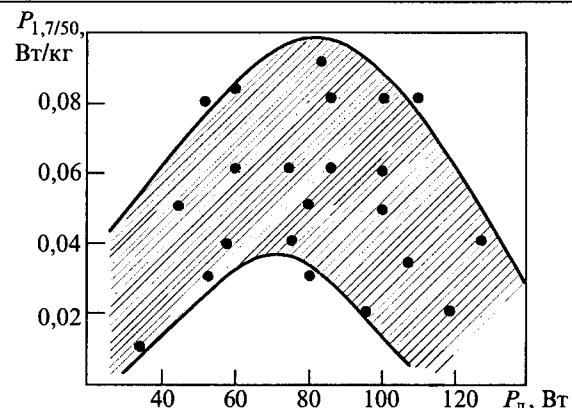


Рис.1. Зависимость изменения магнитных потерь  $P_{1,7/50}$  от мощности лазерного излучения  $P_L$

чение процесса перемагничивания состоит в том, что в переменном магнитном поле они играют роль зародышей перемагничивания. Оптимальными, с точки зрения уменьшения магнитных потерь, являются такие параметры лазерной обработки, которые позволяют создать в материале множество зародышей перемагничивания, внося при этом незначительные искажения в доменную структуру.

На рис.2 показаны абсолютные значения потерь на перемагничивание  $P_{1,7/50}$  до и после лазерной обработки с оптимальными параметрами. Видно, что лазерная обработка позволяет повысить качество всех исследованных сталей.

Магнитная индукция  $B_{100}$  после лазерной обработки уменьшилась на  $100-1500 \text{ Гс}$ . Экспериментально установлено, что скоростная обработка вносит незначительные искажения в до-

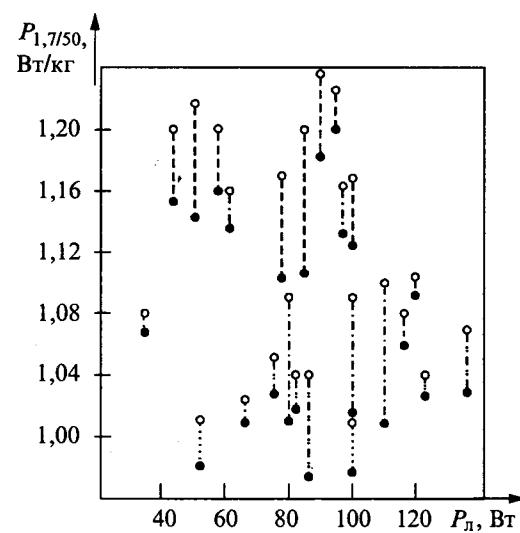


Рис.2. Влияние мощности лазерного излучения  $P_L$  на удельные потери перемагничивания  $P_{1,7/50}$ :

○ – до лазерной обработки; ● – после лазерной обработки; --- – сталь 3407; --- – сталь 3408; ---- – сталь 3409; ..... – опытные марки сталей ВИЗ и НЛМК

менную структуру и позволяет сохранить достаточно высокие значения магнитной индукции  $B_{100}$ . Существует область режимов, в которой магнитная индукция  $B_{100}$  уменьшается не более чем на 300–400 Гс.

Исследовано также влияние непрерывного лазерного излучения на доменную структуру зерен с идеальной ориентацией Госса.

Таким образом, скоростная обработка поверхности анизотропной электротехнической стали непрерывным лазерным излучением позволяет улучшить доменную структуру и уменьшить потери на перемагничивание  $P_{1,7/50}$  без существенного снижения магнитной индукции  $B_{100}$ . Разработанные режимы скоростной лазерной обработки обеспечивают высокую производительность процесса, не требуют последующей обработки поверхности и повторного нанесения электроизоляционного покрытия.

Разработанные технологии и оборудование позволяют их реализовать на металлургических или электротехнических предприятиях.

В металлургическом производстве лазерную обработку производят на движущейся полосе, однако скручивание полотна с натяжением в бухты, последующие транспортирование и резка на полосы заданной ширины снижают эффект лазерного текстурирования за счёт возникающих при этих операциях механических напряжений.

В трансформаторном производстве возможна обработка по двум вариантам: на движущейся полосе и на пластинах, что с нашей точки зрения является более предпочтительным для получения максимального эффекта снижения потерь от лазерной обработки.

Для реализации технологического процесса разработан и изготовлен опытный образец автоматизированного лазерного технологического комплекса (АЛТК) для обработки пластин магнитопроводов (размером 400×1200 мм) со скоростями до 100 м/с, схематично представленный на рис.3. Комплекс состоит из лазерной технологической установки и специализированного станка, содержащего внешнюю оптико-механическую систему, технологический пост (автоматический двухкоординатный стол – манипулятор для обработки листов трансформаторов), загрузочно-разгрузочного устройства и системы управления.

Лазерная технологическая установка представляет собой  $\text{CO}_2$ -лазер, работающий в непрерывном режиме, мощность излучения 1200 – 1500 Вт. Стабильность мощности излучения составляет 2,5%. Электрическое питание – от сети

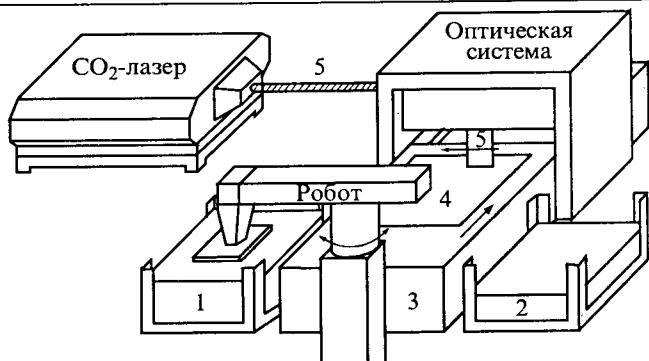


Рис.3. Лазерный технологический комплекс для обработки пластин магнитопроводов:

1, 2 – контейнеры с пластины; 3 – координатный стол; 4 – обрабатываемая пластина; 5 – лазерный луч

380 В, 50 Гц, потребляемая мощность 40 кВт.

На АЛТК были обработаны две модели магнитопроводов из стали марки 3409 сульфаниридного варианта плавки. В результате лазерной обработки поверхностей пластин этих магнитопроводов снижены потери ХХ на 4–5%.

Затраты на создание лазерного технологического комплекса могут окупиться через 18 мес за счёт экономии электроэнергии, которая должна быть учтена производителем в стоимости изделия.

Имеется комплект технической документации. Разработка защищена охранными документами.

Приведенные в статье результаты исследований получены благодаря поддержке и участию ряда отраслевых институтов и производственных коллективов и, прежде всего, ВНИИЭТО (А.Н.Попов, И.А.Попова), ЦНИИчермет (г.Брашван), Всесоюзного института трансформаторов (Сисуненко), завода автоматических линий и спецстанков (Е.А.Рочгийнен, Л.Г.Штернин), Московского АО "Электрозводхолдинг" (Ю.А.Козлов).

Оценка эффективности внедрения лазерной обработки пластин магнитопровода выполнена применительно к распределительным трансформаторам типа ТМ-630/10 по методике Московского АО "Электрозводхолдинг", аналогичной принятым в развитых странах и учитывающей затраты на мероприятия по снижению потерь ХХ в новых типах трансформаторов по сравнению с ранее выпускаемыми.

Удельная годовая стоимость потерь ХХ, измеряемая в рублях за киловатт, вычисляется по формуле:

$$C_0 = c \cdot T_{\text{вкл}} \cdot K_{\text{кап}},$$

где  $c$  – тариф на электроэнергию, руб/(кВт·ч);  $T_{вкл}$  – годовое время включения трансформатора под напряжением, ч;  $K_{кап}$  – коэффициент капитализации.

Примем  $T_{вкл} = 8700$  ч при круглосуточной работе трансформатора.

$K_{кап}$  учитывает тот факт, что оплата потерь ХХ – убытки, которые несет владелец трансформатора за его срок службы, и он мог бы иметь вместо убытков доход при помещении эквивалентных средств в банк:

$$K_{кап} = \sum_{n=1}^{n=N} 1/(1 + B/100),$$

где  $B$  – банковский процент;  $n$  – номер года эксплуатации;  $N$  – срок службы трансформатора, лет.

Для срока службы 25 лет и банковского процента  $B = 10\%$   $K_{кап} = 9,08$ . Тариф Мосэнерго на 01.10.02 0,84 руб/(кВт·ч). Для трансформатора типа ТМ-630/10 потери ХХ составляют 1300 Вт. Удельная стоимость потерь ХХ

$$C_0 = 0,84 \cdot 8700 \cdot 9,08 = 66356 \text{ руб/кВт.}$$

Капитализированная стоимость потерь в трансформаторах без лазерной обработки пластин составляет:

$$C_{01} = 1,3 \cdot 66356 = 86262,8 \text{ руб.}$$

После снижения потерь ХХ до 1100 Вт при лазерной обработке пластин из новых марок сталей капитализированные потери ХХ

$$C_{02} = 1,1 \cdot 66356 = 72991,6 \text{ руб.}$$

Разность капитализированных потерь – это

уменьшение эксплуатационных затрат у потребителя, т.е.

$$C_{01} - C_{02} = 86262,8 - 72991,6 = 13271,2 \text{ руб.}$$

В среднем за 25 лет (обычный срок службы трансформатора) экономия у потребителя составит свыше 330 тыс.руб.

Примем среднюю стоимость трансформатора мощностью 630 кВ·А 80 тыс. руб. Компенсация затрат завода-изготовителя на внедрение новой техники и технологии может быть достигнута за счёт незначительного увеличения цены на 5–6% (5 тыс. руб). Стоимость оборудования для лазерной обработки трансформаторной стали составляет примерно 2800 тыс. руб.

Таким образом, при годовой программе выпуска трансформаторов этого типа 6000 шт, что типично для крупного электротехнического завода, затраты на оборудование окупаются менее, чем за один год, а покупатель трансформатора получит уже за первый год эксплуатации экономию в сумме 13 тыс. руб.

**Буханова Ирина Фёдоровна** – работает в НПЦ "Лазертерм" АО ВНИИЭТО, доктор техн. наук. Окончила Московский институт электронного машиностроения и физический факультет МГУ им. М.В.Ломоносова.

**Дивинский Владимир Владимирович** – работает в НПЦ "Лазертерм" АО ВНИИЭТО. Окончил физический факультет Петрозаводского университета.

**Журавель Виталий Эммануилович** – директор НПЦ "Лазертерм" АО ВНИИЭТО, доктор техн. наук. Окончил физический факультет МГУ им. М.В.Ломоносова.

## Тепловизионный контроль высоковольтных трансформаторов напряжения

ВЛАСОВ А.Б.

При создании оборудования разработчиками решаются задачи теплового расчёта [1], которые, рассматриваются как *прямые* и *обратные*. При решении *первой прямой задачи* необходимо определить допустимую нагрузку аппарата, зная предельную температуру, геометрию, способ охлаждения и примерное значение коэффициента теплоотдачи. В результате решения *первой обратной задачи* определяется требуемая охлаждающая поверхность, в том случае, если извест-

ны способ охлаждения, допустимая температура и нагрузка; для этого необходимо уточнить условия теплоотдачи и узнать особенности изменения коэффициента теплоотдачи. При решении *второй прямой задачи* разработчиками определяются способ и параметры охлаждения по известным нагрузкам, допустимой температуре и геометрии аппарата. Наконец, в процессе решения *второй обратной задачи* производится анализ температурного поля конструкции, в ча-

стности, выяснение максимальной температуры всех элементов в аппарате, расчёт их срока службы, параметры эксплуатационной надёжности, если известны ток, способ охлаждения и геометрия аппарата.

С этой точки зрения, перед тепловизионной диагностикой оборудования в процессе эксплуатации должна быть поставлена проблема анализа и детализации температурных режимов внутренних частей аппарата, что решается с помощью *второй обратной задачи* теплового расчёта.

Полагаем, что в рамках проведения тепловизионного контроля (ТВК) высоковольтного оборудования необходимо оценивать количественные параметры, характеризующие тепловое состояние оборудования, и на основе накопленных статистических данных решать задачи диагноза и прогноза, в частности, с учётом процессов электротеплового старения электрической изоляции [2]. Показано [3–5], что на основе тепловизионных испытаний могут быть определены не только значения температур поверхности объектов, например, высоковольтных вводов, КС, кабельных трасс, но и проведена оценка тепловых потоков, времени жизни, параметров надёжности различных конструкций и их элементов.

Рассмотрим методику оценки теплового состояния высоковольтных аппаратов на примере распространенного оборудования – измерительных трансформаторов напряжения (ТН) типа НКФ-110-У1.

Известно [1,2,6], что в отличие от силовых трансформаторов, рассчитанных на отвод значительного количества тепла, потери энергии в ТН относительно малы, и при разработке оборудования основным является создание высоковольтной изоляции, противостоящей перенапряжениям. Главным образом, в ТН проявляются потери холостого хода  $P_x$ , включающие в себя потери в активном материале (стали) сердечника, электрические потери в обмотках, диэлектрические потери в изоляции и масле.

Трансформаторы напряжения 110 кВ и выше изготавливают в виде каскадов, каждый из которых состоит из нескольких  $N$  ступеней (трансформаторов), изолированных друг от друга (каждая ступень на 50 кВ) и от земли на  $1/N$  фазного напряжения сети. В фарфоровой покрышке расположены два магнитопровода сердечника трансформатора напряжения. Сердечники, на которых помещены обмотки, закреплены между стойками из гетинакса. Герметичный объём

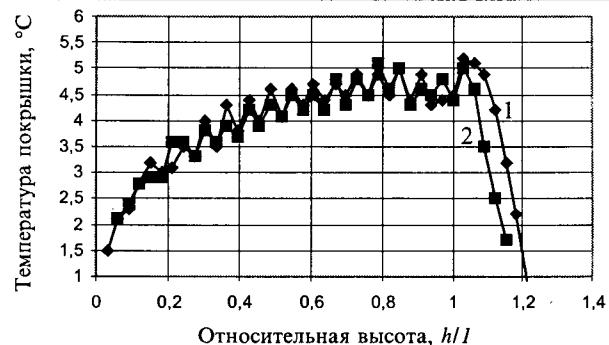


Рис.1. Распределение температуры по высоте покрышки ТН ( $T_h = -4^\circ\text{C}$ ; нагрузка линии 17%;  $U_{\text{раб}} = 110$  кВ):

1 – фаза A; 2 – фаза B

покрышки заполнен трансформаторным маслом. Для каскадных ТН применяют двухстержневые магнитопроводы с обмотками на каждом стержне; сердечники и ярма шихтуются из прямоугольных пластин электротехнической стали типа 3413, 3414 [1, 2, 7, 8].

Технология тепловизионного контроля ТН и обработка данных аналогична методике, описанной в [4, 5]. На теплографмах отчётливо проявляются особенности распределения температуры по поверхности из-за ребристости покрышки; распределение температуры по поверхности фарфоровой покрышки НКФ-110-83-У1 приведено на рис.1. Согласно методике расстояние от основания покрышки ТН до расширителя принято за единицу и условно разбито на равные участки (высотой  $\Delta h$ ), на которых измерялась температура поверхности. Можно видеть (рис.1), что температура поверхности монотонно возрастает по мере приближения к расширителю, и в верхней части покрышки превышение температуры поверхности над температурой среды может достигать  $10^\circ\text{C}$  и более.

Тепловизионный контроль позволяет оценить не только локальные, но и средние температуры поверхности в выбранных областях, изучить распределение температуры по поверхности фарфоровых покрышек, сравнить тепловые режимы аппаратов различных фаз в зависимости от условий эксплуатации, в том числе значение напряжения на линии в момент измерений. Рассмотрим процедуру количественной оценки тепловых потоков из объёма ТН и расчёта температуры магнитопровода с обмотками внутри трансформатора.

В общем, тепловая схема ТН может быть представлена следующим образом (рис.2). Тепловой разогрев магнитопровода (I) с обмоткой,

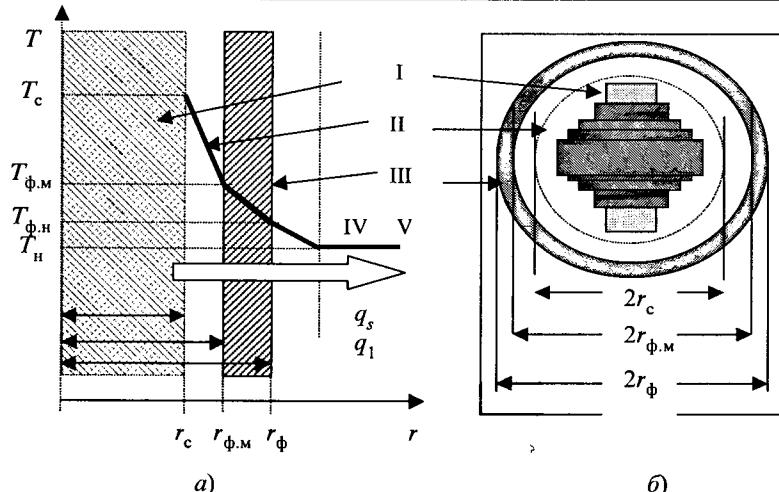


Рис.2. Распределение температуры внутри и вне фарфоровой покрышки

имеющего температуру  $T_c(h)$  (в зависимости от высоты), приводит к тепловым потокам через слой масла (II) толщиной  $\Delta_1$ , фарфоровую покрышку (III) толщиной  $\Delta_2$ , внутренняя сторона которой имеет температуру  $T_{\phi.m}$  (рис.2,а). На пограничном слое воздуха (IV) происходит скачок температуры от значения  $T_{\phi.h}$  (температура поверхности фарфора) до  $T_h$  (температура среды) в области V.

Плотность полного теплового потока от внешней поверхности покрышки (рис.2) имеет две составляющие:

$$q_s = q_{sn} + q_{sk} = (\alpha_n + \alpha_k)\Delta T, \quad (1)$$

где  $q_{sn}$ ,  $q_{sk}$  – поверхностная плотность потоков за счёт теплоотдачи излучением и конвекцией;  $\alpha_n$ ,  $\alpha_k$  – коэффициенты теплоотдачи излучением и конвекцией;  $\Delta T$  – разность температур поверхности фарфора и воздуха.

Анализ уравнения (1) показывает, что тепловой поток является сложной функцией многих параметров, однако расчёты могут быть произведены с учётом методики, описанной в [5, 6]. Теплофизические параметры воздуха, масла, фарфора и их зависимости от температуры известны и могут быть записаны в память ЭВМ для дальнейших расчётов.

На основе экспериментальных данных можно оценить значение линейного теплового потока  $q(h) = \pi D q_s(h)$ , проходящего от поверхности магнитопровода с обмоткой через слой масла, в зависимости от температуры поверхности  $T_{\phi.h}(h)$  фарфоровой покрышки. Результаты расчёта представлены на рис.3, откуда видно, что линейный поток и температура магнитопровода возрастают в области первого (нижнего) сердечника, но остаются постоянными в области вер-

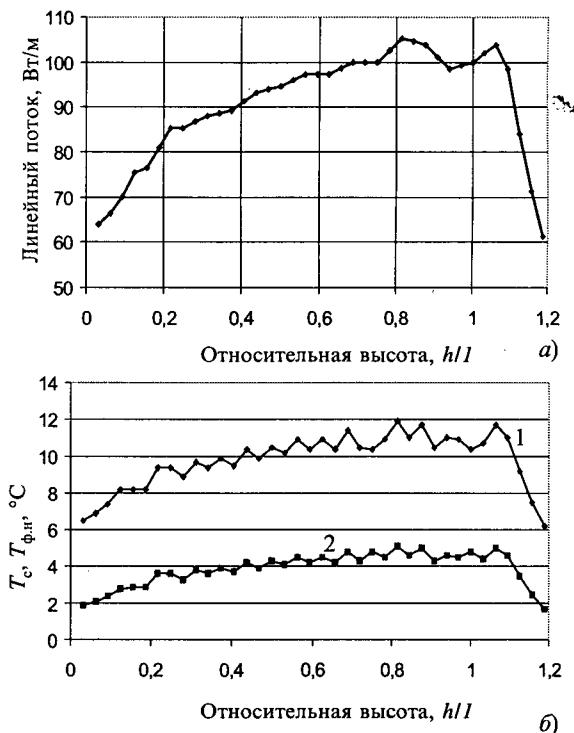


Рис.3. Зависимость линейного потока (а), температуры поверхности (б, кривая 2) и магнитопровода с обмоткой (б, 1) НКФ-110-83-У1 ( $T_h = -4^\circ\text{C}$ )

хнего сердечника, что свидетельствует о реализации режима постоянного теплового потока (граничные условия второго рода) на границе магнитопровод–масло.

Анализ тепловых режимов внутри аппарата, влияния конвекционных потоков и значения  $\epsilon_{\text{к.м}}$  может быть произведён по методике [4]. Примем для упрощения, что магнитный сердечник с обмоткой, закрепленный на гетинаковой стойке, может быть представлен в виде цилиндра с "эффективным" радиусом  $r_c$  и высотой  $l$  (рис.3,б), а тепловой поток распространяется в радиальном направлении. Полагая, что во всем выделенном объёме ( $\pi r_c^2 l$ ) выделяются тепловые потери  $P_c$  сердечника с обмоткой, находим: поток через единицу поверхности с радиусом  $r_c$   $P_{cs} = P_c / 2\pi r_c$  и поток на единицу длины ТН  $P_{cl} = P_c / l$ . За счёт теплового потока  $P_{cb}$  отходящего от сердечника с обмотками, проходящего через масляный промежуток и фарфоровую покрышку (рис.2,а), на масляном промежутке и фарфоровой покрышке создаются градиенты температуры. Оценим линейный поток  $q_p$  отводимый от наружной поверхности изоляции в окружающую среду. Считая поток тепла радиальным, получаем, что  $P_{cl} = P_c / l = q_p$ . При этом тепловые сопротивления на единицу длины для масляного промежутка  $R_{t.m} = (1/2\pi\lambda_m) \ln(r_{\phi.m}/r_c)$ , покрышки

$R_{\text{т.ф}} = (1/2\pi\lambda_{\phi})\ln(r_{\phi,\text{н}}/r_{\phi,\text{м}})$ , где  $\lambda_{\text{м}}$ ,  $\lambda_{\phi}$  – коэффициенты теплопроводности масла и фарфора;  $r_{\phi,\text{м}}$ ,  $r_{\phi,\text{н}}$  – внутренний и внешний радиусы покрышки. Коэффициент теплопроводности масляного промежутка  $\lambda_{\text{м}}$  является параметром, определяемым процессами собственно теплопроводности и конвекции, и рассчитывается по соотношению [1, 2, 4]:

$$\lambda_{\text{м}} = \varepsilon_{\text{k.m}} \lambda_{\text{o.m}}, \quad (2)$$

где  $\varepsilon_{\text{k.m}}$  – эффективный коэффициент конвекции в масле;  $\lambda_{\text{o.m}}$  – собственно коэффициент теплопроводности масла; известно, что  $\lambda_{\phi} \approx 0,95 \text{ Вт}/(\text{м}\cdot\text{°C})$ ,  $\lambda_{\text{o.m}} \approx 0,11 \text{ Вт}/(\text{м}\cdot\text{°C})$  при  $20^\circ\text{C}$  [2].

Коэффициент конвекции  $\varepsilon_{\text{k.m}}$ , являющийся функцией от произведения чисел Грасгофа  $\text{Gr}_m(T)$  и Прандтля  $\text{Pr}_m(T)$ , может быть рассчитан при соответствующих температурах среды, теплофизических параметрах масла, находящегося между внешней частью остова и внутренней частью покрышки по методике [4]. При  $(\text{Gr}_m \text{Pr}_m) < 10^3$   $\varepsilon_{\text{k.m}} \approx 1$ , следовательно, передача тепловых потоков осуществляется за счёт механизма теплопроводности. В области значений  $10^3 < (\text{Gr}_m \text{Pr}_m) < 10^6$  и  $10^6 < (\text{Gr}_m \text{Pr}_m) < 10^{10}$   $\varepsilon_{\text{k.m}} = 0,105(\text{Gr}_m \text{Pr}_m)^{0,3}$  и  $\varepsilon_{\text{k.m}} = 0,4(\text{Gr}_m \text{Pr}_m)^{0,25}$ , соответственно. Значения  $(\text{Gr}_m \text{Pr}_m)$  вычисляются при средней температуре масляного промежутка, равной  $T_m = (T_c + T_{\phi,\text{м}})/2$ .

При расчётах приняты следующие значения параметров: диаметр внешней и внутренней поверхности покрышки  $D = 2r_{\phi,\text{н}} = 50 \text{ см}$ ,  $d = 2r_{\phi,\text{м}} = 45 \text{ см}$ ,  $l \approx 1,2 \text{ м}$ , в соответствии с данными [6]. Внутренний магнитопровод с обмоткой упрощенно считаем цилиндрическим с эффективным наружным диаметром  $d_{\text{об}} = 2r_c = 40 \text{ см}$  (рис.2,б).

Допустим, что при ТК трансформатора напряжения получено, что температура в некоторой области наружной части покрышки (на высоте  $h$ )  $T_{\phi,\text{н}} = 4,7^\circ\text{C}$  при температуре среды  $T_n = -4^\circ\text{C}$ . Расчёт коэффициентов теплопередачи конвекцией и излучением показывает [4,5]:  $\alpha_k + \alpha_l = 7,31 \text{ Вт}/(\text{м}^2\cdot\text{°C})$ . С учётом (1) плотность теплового потока от данной области  $q_s = 7,31(4,7+4) = 63,60 \text{ Вт}/\text{м}^2$ . Полагая, что поток выходит через боковую поверхность покрышки диаметром  $D$  и высотой  $\Delta h$ , получаем, что линейная плотность теплового потока  $q(h) = 63,60 \cdot 3,14 \cdot 0,5 \approx 100 \text{ Вт}/\text{м}^2$ .

Оценим температуру внутренней поверхности фарфоровой покрышки. Тепловой поток  $q_l$ , проходя через покрышку, создает разность температур  $\Delta T_{\phi} = T_{\phi,\text{м}} - T_{\phi,\text{н}}$ . При этом выполняет-

ся соотношение  $q_l = 2\pi\lambda_{\phi}\Delta T_{\phi}/\ln(D/d)$ . Считая, что теплопроводность фарфора незначительно зависит от температуры, получаем:  $\Delta T_{\phi} = 1,8^\circ\text{C}$ , т.е.  $T_{\phi,\text{м}} = 6,5^\circ\text{C}$ . Этот же поток проходит через масляный цилиндрический зазор, при этом выполняется соотношение  $q_l = 2\pi\lambda_{\text{м}}/\Delta T_{\text{м}}/\ln(d/d_{\text{об}})$ . Следует учесть, что эквивалентный коэффициент теплопроводности масла существенно зависит как от средней температуры  $T_{\text{cp}} = (T_c + T_{\phi,\text{м}})/2$ , так и от разности температур  $\Delta T_{\text{м}} = T_c - T_{\phi,\text{м}}$ . Допустим, что при данном тепловом потоке  $q_l = 100 \text{ Вт}/\text{м}$  конвекция отсутствует и  $\lambda_{\text{м}} = 0,11 \text{ Вт}/(\text{м}\cdot\text{°C})$ . Следовательно, в первом приближении  $\Delta T_{\text{м}} = 17,05^\circ\text{C}$  и  $T_c = 23,6^\circ\text{C}$ . За счёт повышенного значения  $T_c$  изменяются параметры масла, возникающие конвекционные потоки приводят к возрастанию  $\lambda_{\text{м}}$  и, в конечном счёте, к уменьшению  $\Delta T_{\text{м}}$ . Окончательный расчёт значений  $\varepsilon_{\text{k.m}}$ ,  $\lambda_{\text{м}}$ ,  $\Delta T_{\text{м}}$  может быть получен методом последовательных итераций.

Рассмотрим алгоритм работы программы расчёта тепловых потоков и температуры внутри аппарата. Зададим  $q_l = 100 \text{ Вт}/\text{м}$  и "произвольное" исходное значение  $\Delta T_{\text{м1}} = 17,1^\circ\text{C}$ . Среднее значение температуры масла  $T_{\text{cp1}} = 15,1^\circ\text{C}$ . Данному  $T_{\text{cp1}}$  соответствует расчётное значение  $\varepsilon_{\text{k.m1}} \approx 5,43$ . Поскольку значение  $\lambda_{\text{o.m}}$  незначительно зависит от температуры, получаем, что  $\lambda_{\text{м}} = 0,6 \text{ Вт}/(\text{м}\cdot\text{°C})$ . Оценим расчётный линейный поток  $q_{\text{лрасч}}$  при этих условиях:  $q_{\text{лрасч}} = 547 \text{ Вт}/\text{м}$ , т.е.  $\Delta T_{\text{м1}} = 17,1^\circ\text{C}$  является "занятым", так как  $q_{\text{лрасч}} >> q_l$ . Последовательно уменьшая  $\Delta T_{\text{м}}$ , можно получить "конечное" значение  $\varepsilon_{\text{k.m}} = 3,87$ , которому соответствует  $\Delta T_{\text{м}} \approx 4,7^\circ\text{C}$ . Таким образом, получаем, что температура на поверхности магнитопровода с обмоткой при линейном потоке  $q_l = 100 \text{ Вт}/\text{м}$  достигает  $T_c = 11,2^\circ\text{C}$ .

Подобным образом оценивается значение температуры магнитопровода с обмоткой в зависимости от высоты с учётом реально измеряемых температур на внешней поверхности трансформатора напряжения. Полный поток от магнитопровода с обмотками рассчитывается интегрированием линейного потока по высоте (от основания фарфоровой покрышки до верхнего края расширителя)  $\text{TH } Q = \int q_l dh$  или в форме конечных разностей  $Q = \sum q_l(h)\Delta h$ , где  $q_l(h)$  – линейный поток на выбранном интервале  $\Delta h$  покрышки.

Расчёты показывают, что при рассмотренных выше условиях линейные потоки достигают 110–120  $\text{Вт}/\text{м}$  в области верхней обмотки магнитопровода, а полный поток исследуемых НКФ-110 составляет в среднем 130  $\text{Вт}$  (рис.3). Превыше-

ние температуры магнитопровода в области верхней обмотки над температурой наружного воздуха может достигать  $\Delta T_{\max} = 20^{\circ}\text{C}$ .

Следует отметить, что в центре расширителей масла ТН наблюдается некоторое возрастание температуры и, соответственно, линейного потока, что, по-видимому, связано с дополнительными потерями, например, от торца магнитопровода, особенностями конструкции расширителя, а также возможного нагрева контактных соединений.

Проведем анализ полученных данных. В [6, 7] приведены геометрические размеры магнитопроводов реальных аппаратов и особенности магнитных потерь в них, в частности, общая масса магнитопровода достигает 136 кг. При увеличении магнитной индукции удельные потери возрастают. В частности, для шихтованного магнитопровода суммарные потери  $XX P_x = p(G_c + G_y + 1,6G_y)$ , где  $G_c$ ,  $G_y$ ,  $G_y$  – масса стержня, ярма и углов магнитопровода;  $p$  – удельные потери в стали. Например, для стали 3413 в диапазоне значений индукции  $B = 0,95 \div 1,6$  Тл потери  $XX p = 0,3 + 0,3B^3$ . Работа магнитопровода реализуется в области магнитного насыщения. Поэтому аналогично [6, 7] можно оценить, суммарные потери  $XX$ , задавая значения индукции в стержне 1,0–1,3 Тл. При предельных режимах значение индукции может возрастать в 1,2 раза и более, т.е. до  $B_{\max} = 1,6 \div 1,7$  Тл. Расчёты показывают, что с учётом общей массы магнитопровода трансформатора типа НКФ-110 потери  $XX$  должны быть не менее 130–150 Вт, вплоть до 260 Вт при перенапряжениях линии.

Отметим, что  $P_x$  ТН определяет составляющие тока  $XX$  и, в конечном счёте, влияет на значения погрешности напряжения и угловую погрешность, которые возрастают при увеличении потерь [6, 7].

Учитывая, что общие потери исследуемых ТН составляют примерно 120–130 Вт, можно полагать, что потери  $XX$  из-за магнитных потерь в сердечнике составляют 90–95% общих потерь.

Потери тепла за счёт диэлектрических потерь в масле и бумажно-масляной изоляции диэлектрика, находящихся под высоким напряжением, можно оценить с учётом геометрии и конструкции аппарата. Они составляют не более 5–10% рассчитываемых тепловых потерь ТН и должны учитываться при анализе, тем более, с учётом температуры эксплуатации, старения трансформаторного масла, диэлектрика и увеличения их диэлектрических потерь.

Анализ показывает, что дополнительный нагрев катушки за счёт токов в проводе следует

считать несущественным.

Описанная методика показывает, что на основе ТК можно провести не только оценку температуры поверхности, изменяющейся в зависимости от условий среды, но и рассчитать тепловые потоки и температуру внутренних элементов аппарата.

Предлагаемая методика ТК высоковольтных измерительных трансформаторов позволяет:

- сравнивать данные, получаемые на одном и том же ТН или различных аппаратах при различных температурах окружающей среды и напряжениях высоковольтной линии;

- оценивать потери  $XX$  в магнитопроводе, их изменение в процессе старения и, соответственно, тенденции изменения погрешностей ТН;

- прогнозировать тепловые характеристики каждого аппарата с целью определения температуры магнитопровода, в особенности в летние периоды эксплуатации или в моменты перенапряжений;

- прогнозировать долговечность индивидуального аппарата с учётом электротеплового старения изоляции при различных температурах;

- статистически оценивать выборки идентичных аппаратов по тепловым потерям и на этой основе выделять предельные параметры для адекватной оценки технического состояния;

- использовать её для другого маслонаполненного оборудования, например, высоковольтных выключателей.

Дополнительные возможности ТВК при анализе технического состояния электроэнергетического оборудования заключаются в детальном анализе теплового состояния внутренних частей аппарата. С этой точки зрения необходимо усиление внимания к реальным процессам, происходящим в электротехнических аппаратах и изделиях, что возможно путём разработки теплофизических моделей действующего оборудования, прогнозирования технического состояния, накопления данных и их статистической обработки, расчёта параметров надежности отдельных элементов и оборудования в целом.

## Список литературы

1. Основы теории электрических аппаратов: Учеб. для вузов / Под ред. И.С. Таева. М.: Высшая школа, 1987.
2. Кучинский Г.С., Кизеветтер В.Е., Пинталь Ю.С. Изоляция установок высокого напряжения: Учеб. для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1987.
3. Власов А.Б. Тепловизионная диагностика в энергетике: проблемы и достижения // Электрика. 2002. №12. С. 27–32.

4. Власов А. Б. Телловизионный метод контроля физических параметров высоковольтных вводов // Электротехника. 1994. № 4. С.34–40.
5. Власов А.Б. Обработка и анализ данных тепловизионного контроля электрооборудования // Электротехника. 2002. № 7. С. 37–43.
6. Дымков А.М., Кибель В.М., Тишенин Ю.В. Трансформаторы напряжения. М.: Энергия, 1975.
7. Справочник по электрическим аппаратам высокого

напряжения / Под ред. В.В. Афанасьева. Л.: Энергоатомиздат. Ленинг. отд-ние, 1987.

**Власов Анатолий Борисович** – профессор кафедры электрооборудования судов Мурманского ГТУ. Окончил физический факультет Ленинградского ГУ в 1973 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме: "Старение неполярных полимерных диэлектриков при одновременном воздействии переменного электрического напряжения и электролитов" в 1980 г.

## ЭЛЕКТРОПРИВОД

### Микропроцессорное управление электроприводом по системе генератор – двигатель

ЛИМОНОВ Л.Г.

Описаны особенности разработки и внедрения в промышленную эксплуатацию микропроцессорной системы управления электроприводом по системе Г-Д, при создании которой используются современные тиристорные преобразователи с программируемым микропроцессорным управлением. Приведены рекомендации по построению структуры системы микропроцессорного управления и определению параметров контурных регуляторов. Пять комплектов системы успешно введены в промышленную эксплуатацию.

Регулируемый электропривод постоянного тока по системе генератор-двигатель (Г-Д) в новых разработках промышленных электроприводов давно не применяется, однако большое количество таких электроприводов в настоящее время успешно эксплуатируется в различных отраслях промышленности. Характерным примером могут служить электроприводы валков прокатных клетей и других механизмов многих прокатных станов горячей и холодной прокатки, которые работают на металлургических предприятиях Украины, России и стран СНГ. Повышение производительности этих агрегатов, благодаря уменьшению времени внеплановых простоев, и улучшение качества выпускаемой продукции, обусловленное улучшением качества регулирования координат электропривода, непосредственно связаны с необходимостью модернизации рассматриваемых электроприводов.

При модернизации электроприводов по системе Г-Д, в качестве альтернативы чаще всего рассматриваются такие варианты: полная замена электропривода постоянного тока на регулируемый электропривод переменного тока с асинхронным или синхронным электродвигателем и преобразователем частоты или замена электропривода по схеме Г-Д на электропривод по схеме

*The object of the report is the peculiarities of development and introduction of microprocessor control system of electrical drive with the generator-motor system, to create it modern thyristor converters with programmable microprocessor control are used. Recommendations on building the structure of the microprocessor control system and defining the parameters of contour regulators are made. Five system sets have been set in operation successfully.*

ме ТП-Д с сохранением приводных электродвигателей постоянного тока и заменой генераторов постоянного тока на тиристорные преобразователи постоянного тока.

Оба эти варианта существенно повышают эксплуатационную надежность электропривода, качество регулирования его координат и, в конечном счете, улучшают технологические показатели оборудования, но вместе с тем требуют больших материальных и финансовых затрат на свою реализацию, особенно при значительной установленной мощности электропривода.

Третым возможным вариантом модернизации электропривода по схеме Г-Д является модернизация систем возбуждения генератора и двигателя с заменой существующих возбудителей современными тиристорными преобразователями с микропроцессорным программируемым управлением, что позволяет при минимальных затратах существенно улучшить статическую и динамическую точность и быстродействие системы регулирования электропривода. Особенно эффективен такой вариант модернизации при большой мощности электропривода.

Опыт такой модернизации электроприводов большой мощности по схеме Г-Д подтвердил экономическую и техническую целесообразность

проведения этой работы, но вместе с тем выявил целый ряд особенностей, которые следует учитывать при её выполнении.

Эти особенности обусловлены тем, что специализированные тиристорные преобразователи для питания обмоток возбуждения генераторов постоянного тока отсутствуют в номенклатуре комплектных тиристорных преобразователей таких фирм, как "Siemens", ABB, "Schneider electric" и др., а все упомянутые серийные тиристорные преобразователи этих фирм предназначены для питания и управления электродвигателями постоянного тока, т.е. для реализации электропривода по системе ТП-Д и не являются тиристорными возбудителями по своему назначению, структуре силовой части схемы и конфигурации программируемой системы управления.

#### Защита обмоток возбуждения от перенапряжения

В силовой части такого тиристорного преобразователя, предназначенного для питания якорной цепи электродвигателя постоянного тока, отсутствуют средства, необходимые для защиты обмотки возбуждения от перенапряжения, которое возникает, например, при аварийном отключении питания тиристорного преобразователя.

При использовании нереверсивного (одноквадрантного) тиристорного преобразователя для питания обмотки возбуждения электродвигателя без изменения направления протекания тока в этой обмотке вопрос защиты обмотки от перенапряжения решается достаточно просто – включением параллельно обмотке возбуждения простейшей цепи диод-резистор, либо – варистора. Последнее существенно дороже и не всегда оправдано.

При питании обмотки возбуждения генератора реверсивного электропривода от реверсивного (четырехквадрантного) тиристорного преобразователя для защиты обмотки от перенапряжения может быть использован либо параллельно включенный резистор, кратность омического сопротивления которого по отношению к сопротивлению обмотки определяет значение максимального напряжения на обмотке в аварийных режимах, либо, как и в предыдущем случае, варистор.

Как показал анализ, принятное схемное решение по защите обмотки возбуждения генератора от перенапряжения влияет на структуру системы автоматического регулирования (САР) скорости электродвигателя, а также на определение передаточных функций и параметров контурных регуляторов.

#### Структура САР

Обычно САР скорости электропривода по схеме Г-Д строится в соответствии с принципами подчиненного регулирования либо как трёхконтурная, с контурами регулирования и, соответственно, регуляторами напряжения генератора, тока якоря электродвигателя и частоты вращения электродвигателя, либо как двухконтурная, без контура регулирования и регулятора напряжения генератора, но с ПИД-регулятором якорного тока электродвигателя.

Программируемая структура САР серийного комплектного тиристорного электропривода с микропроцессорным управлением ("Siemens", ABB) не позволяет построить САР скорости системы Г-Д в точном соответствии с одним из описанных способов, так как в ней в качестве первого внутреннего контура регулирования содержится контур регулирования тока нагрузки тиристорного преобразователя с адаптивным регулятором и обратной связью по полному току в питающей сети выпрямительного моста преобразователя.

Поэтому первым контуром регулирования при микропроцессорном управлении электроприводом по схеме Г-Д становится не контур регулирования напряжения генератора, а контур регулирования тока возбуждения генератора, который заменяет собой традиционный контур регулирования напряжения. Вторым контуром САР будет контур регулирования якорного тока электродвигателя, при реализации которого необходимо обеспечить преобразование выходного сигнала измерительного шунта в якорной цепи электродвигателя в стандартный входной сигнал ( $\pm 10V$ ) микропроцессорной системы управления. Третьим контуром, как и в обычной схеме регулирования, является контур регулирования частоты вращения электродвигателя, который может использовать в качестве сигнала обратной связи сигнал аналогового тахогенератора или импульсного датчика.

Структурная схема САР скорости электропривода по системе Г-Д приведена на рис.1 (управление напряжением генератора). На рис.1 введены обозначения: ЗИ – задатчик интенсивности; ФП1 – функциональный преобразователь; М1 – множитель; БО – блок ограничения; РС, РТЯ, РТВГ – контурные регуляторы скорости, тока в якорной цепи и тока возбуждения генератора; ТВГ – тиристорный возбудитель генератора; К – коммутатор сигнала управления переключателем гашения поля генератора П.

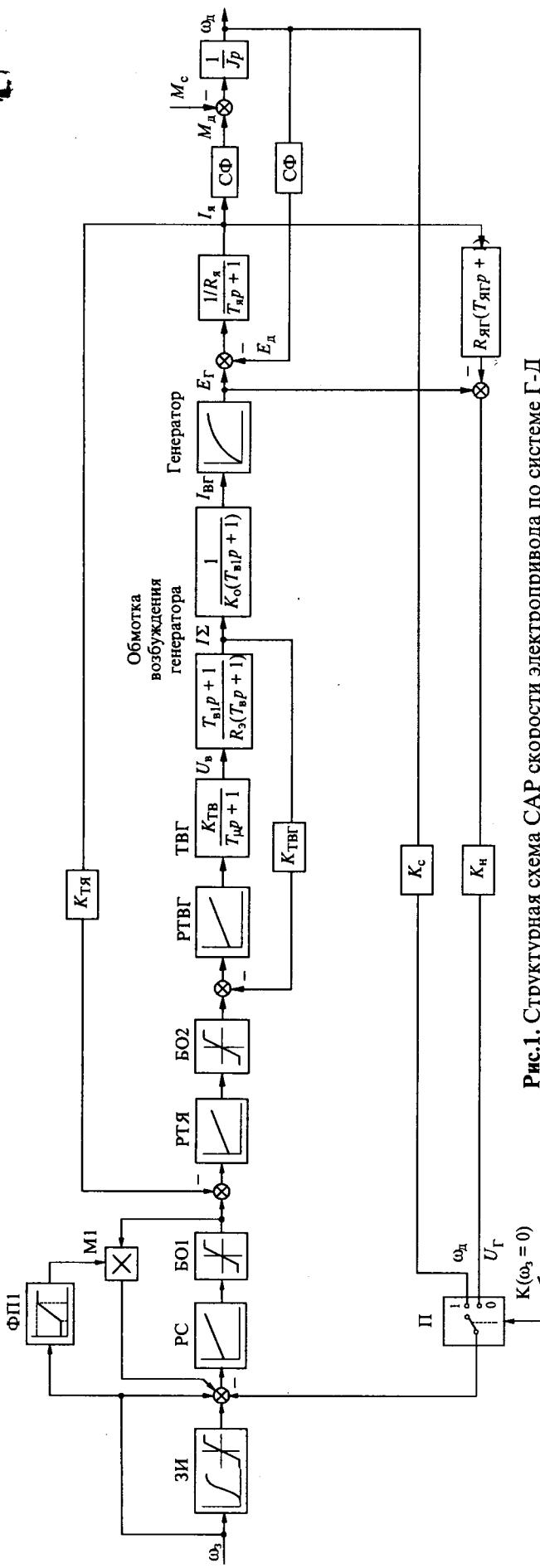


Рис.1. Структурная схема САР скорости электропривода по системе Г-Д

Для надежного гашения остаточного потока возбуждения генератора и предотвращения эффекта "ползучей" скорости электродвигателя при остановке в САР вводится дополнительная обратная связь по напряжению, которая подключается коммутатором на вход либо регулятора тока возбуждения либо регулятора скорости при выполнении одного из двух условий – нулевой сигнал задания скорости на входе регулятора скорости или размыкание силовой цепи системы Г-Д. Параметры цепи обратной связи по напряжению выбираются таким образом, чтобы обеспечить надежное гашение остаточного потока возбуждения генератора и устойчивость замкнутого контура регулирования напряжения.

### Настройка контурных регуляторов

Передаточные функции и параметры регуляторов тока возбуждения генератора и якорного тока зависят от принятой схемы защиты обмотки возбуждения генератора от перенапряжения, а также от значения постоянной времени этой обмотки.

Если для защиты обмотки возбуждения генератора от перенапряжения используется включенный параллельно обмотке варистор, то в рабочем режиме передаточная функция объекта в контуре регулирования тока возбуждения генератора представляет собой апериодическое звено первого порядка, поэтому для оптимизации контура должен быть применен пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор<sup>1</sup>. При применении в качестве возбудителя генератора тиристорного преобразователя фирмы ABB такой ПИ-регулятор обеспечит требуемое быстродействие и оптимизацию контура в соответствии с модульным оптимумом при любом значении постоянной времени объекта – цепи обмотки возбуждения генератора. Если же применен тиристорный преобразователь серии Simoreg фирмы "Siemens", программное обеспечение которого ограничивает предельный коэффициент усиления регулятора (не более 200), то при небольших значениях постоянной времени обмотки возбуждения генератора требуемое быстродействие контура может быть получено аналогично вышеописанному. При постоянной времени более 2 с, что характерно для генераторов большой мощности, ПИ-регулятор обеспечит компенсацию влияния этой постоянной времени на

<sup>1</sup> Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пистрак М.Я., Слежановский О.В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М.: Энергия, 1970.

динамику контура, но не может обеспечить требуемого быстродействия контура, что повлечёт за собой недопустимое снижение быстродействия остальных контуров, если настраивать их в соответствии с принципами подчинённого регулирования. Это обусловлено постоянной времени интегрирования ПИ-регулятора, которая в этом случае превышает 10 мс, а это означает, что в результате такой настройки замкнутый контур регулирования тока возбуждения генератора в динамике приближенно будет себя вести как апериодическое звено первого порядка. С учётом этого для получения требуемого быстродействия контура регулирования якорного тока электродвигателя следует применить пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор якорного тока с передаточной функцией:

$$W_{\text{ПИД}}(p) = \frac{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}{T_3(1 + T_4 p)}. \quad (1)$$

Такой регулятор скомпенсирует действие двух больших инерционностей в контуре – электромагнитной постоянной времени электропривода и эквивалентной постоянной времени замкнутого контура регулирования тока возбуждения генератора, что обеспечит требуемое быстродействие в данном контуре регулирования и качественную настройку основного внешнего контура – контура регулирования частоты вращения электродвигателя.

Таким образом, однозонная САР частоты вращения электродвигателя в схеме Г-Д при микропроцессорном управлении реализуется как трёхконтурная, состоящая из контуров регулирования тока возбуждения генератора, якорного тока электродвигателя и частоты вращения последнего.

При создании двухзонной САР скорости электродвигателя для питания обмотки возбуждения электродвигателя необходимо использовать еще один, но нереверсивный тиристорный преобразователь с микропроцессорным управлением, при помощи программного обеспечения которого реализуется двухконтурная САР ЭДС электродвигателя. В настройке внутреннего контура регулирования – контура тока возбуждения электродвигателя существуют проблемы, аналогичные настройке контура тока возбуждения генератора, связанные с ограниченным значением максимального коэффициента усиления регулятора тока нагрузки, что не позволяет получить в этом контуре высокое быстродействие при больших значениях постоянной времени об-

мотки возбуждения электродвигателя. Если к настройке контура регулирования ЭДС двигателя не предъявляются требования обеспечения высокого быстродействия, то регулятор ЭДС выполняется интегральным, и его постоянная интегрирования определяет частоту среза ЛАЧХ контура регулирования ЭДС и, соответственно, быстродействие этого контура. Если же в соответствии с технологическими требованиями требуется обеспечить высокое быстродействие контура регулирования ЭДС, то эта задача может быть решена применением ПИ-регулятора ЭДС, форсирующая составляющая которого должна компенсировать влияние эквивалентной постоянной времени замкнутого контура регулирования тока возбуждения электродвигателя.

В случае, когда защита обмотки возбуждения генератора от перенапряжения выполнена при помощи шунтирующего резистора, настройка регуляторов контуров САР электропривода по схеме Г-Д отличается от рассмотренного варианта.

При такой схеме включения обмотки возбуждения, поскольку первый внутренний контур САР замкнут поному току нагрузки тиристорного преобразователя, объект регулирования контура – цепь обмотки возбуждения генератора описывается следующими передаточными функциями:

$$W_1(p) = \frac{I_0(p)}{U_b(p)} = \frac{(1 + T_{b1}p)}{R_s(1 + T_{b2}p)}; \quad (2)$$

$$W_2(p) = \frac{I_b(p)}{I_0(p)} = \frac{1}{K_0(1 + T_{b1}p)}. \quad (3)$$

В выражениях (2) и (3):  $I_0$  – суммарный ток нагрузки тиристорного преобразователя;  $I_b$  – ток в обмотке возбуждения генератора;  $U_b$  – напряжение тиристорного преобразователя;  $R_s$  – эквивалентное сопротивление нагрузки тиристорного преобразователя,

$$R_s = \frac{R_b R_r}{R_b + R_r}; \quad (4)$$

$R_b$  – сопротивление обмотки возбуждения генератора;  $R_r$  – сопротивление защитного гасящего резистора;  $K_0$  – коэффициент соотношения сопротивлений резисторов,

$$K_0 = \frac{R_b + R_r}{R_r}; \quad (5)$$

$T_b$  – постоянная времени обмотки возбуждения генератора;  $T_{b1}$  – эквивалентная постоянная времени цепи возбуждения,

$$T_B = \frac{L_B}{R_B}; \quad (6)$$

$$T_{B1} = \frac{L_B}{R_B + R_T}; \quad (7)$$

$L_B$  – индуктивность обмотки возбуждения генератора.

Очевидно, что звено с передаточной функцией  $W_2(p)$  находится вне контура регулирования тока нагрузки тиристорного преобразователя и входит в состав объекта регулирования второго контура регулирования – контура якорного тока электродвигателя.

Постоянная времени  $T_{B1}$  с учётом того, что сопротивление гасящего резистора обычно принимается равным 8–10 сопротивлениям обмотки возбуждения, будет в 9–11 раз меньше постоянной времени обмотки возбуждения генератора, что для машин большой мощности составит несколько десятых долей секунды.

Принимая во внимание, что передаточная функция объекта регулирования контура тока возбуждения описывается выражением (2), при настройке этого контура регулирования высокое быстродействие в нем может быть достигнуто с использованием ПИ-регулятора, параметры которого должны выбираться не в соответствии с известными соотношениями, полученными для условий, когда в контуре имеется одна "большая" постоянная времени. Наличие в составе передаточной функции объекта регулирования форсирующего звена позволяет, не производя полной компенсации постоянной времени обмотки возбуждения  $T_B$ , получить достаточно большую частоту среза ЛАЧХ контура тока нагрузки при хорошем качестве переходных процессов, используя действие в контуре двух форсирующих звеньев. Низкочастотная часть ЛАЧХ этого контура регулирования имеет вид 1–2–1–0–1.

При определенном соотношении параметров динамических звеньев контура применение ПИ-регулятора с указанной настройкой приведет к получению слишком высокого быстродействия, снижению помехозащищенности и ухудшению качества регулирования. В этом случае ПИ-регулятор должен быть дополнен апериодическим фильтром первого порядка на выходе.

Требуемое быстродействие в контуре регулирования якорного тока электродвигателя, в состав объекта регулирования которого вошли две "большие" постоянные времени – электромагнитная постоянная времени и  $T_{B1}$ , может быть

получено применением ПИД-регулятора якорного тока, аналогичного ранее рассмотренному.

Определение параметров регуляторов остальных контуров регулирования (частоты вращения электродвигателя, тока возбуждения и ЭДС электродвигателя) для рассматриваемого случая не отличается от рассмотренных выше для варианта использования для защиты обмотки возбуждения генератора варистора.

Описанные анализ динамики, построение структуры, определение параметров и настройка контурных регуляторов системы микропроцессорного управления электроприводом по схеме Г-Д с использованием для возбуждения генераторов и электродвигателей тиристорных преобразователей фирмы "Siemens" успешно использованы для создания двухзонной САР частоты вращения электродвигателя при реконструкции главных приводов валков клетей непрерывного пятиклетевого стана 1700 холодной прокатки, у которых мощность приводных двухъякорных электродвигателей составила 2×2400 (2×2900) кВт при мощности генераторов 5200 (5700) кВт. В связи с параллельным включением якорей электродвигателей и индивидуальным приводом валков описанная САР частоты вращения электродвигателей дополнена контуром выравнивания нагрузки между якорями и контуром выравнивания нагрузки между валками одной клети, которые также успешно введены в работу, причем связь между САР электроприводов верхнего и нижнего валков одной клети осуществлена при помощи быстродействующей сети.

Качество регулирования скорости электропривода, полученное в описанной системе, может быть проиллюстрировано осциллограммами рис.2, 3.

На осциллограмме рис.2 показано изменение параметров электропривода – задания скорости, скорости электродвигателя, тока в якорной цепи, напряжения генератора и динамической ошибки скорости электродвигателя рабочего

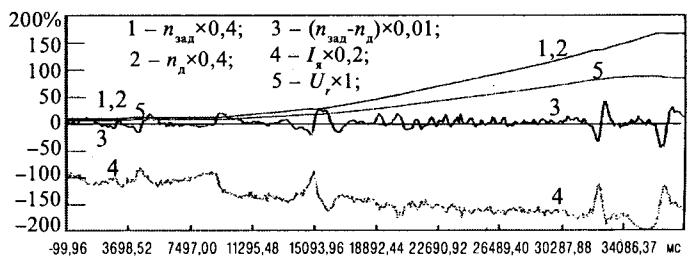


Рис.2

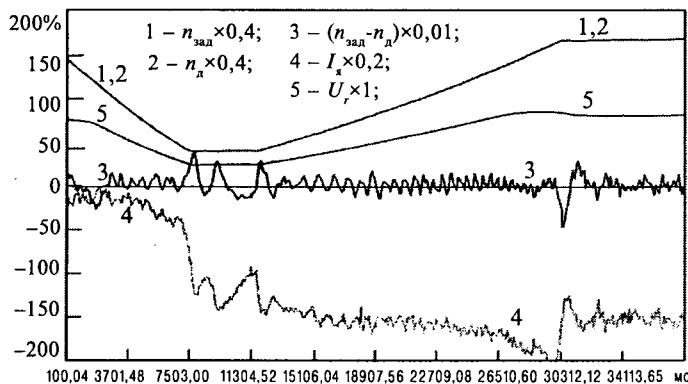


Рис.3

валка клети в режиме разгона стана (клеть №2, верхний валок).

На осциллограмме рис.3 показано изменение тех же параметров электропривода верхнего ра-

бочего валка клети №2 в режиме пропуска шва на стане, т.е. торможение стана до пониженной скорости и последующий разгон до рабочей скорости.

Как видно из осциллограмм, максимальная динамическая ошибка САР скорости электропривода в приведённых режимах не превышает 0,5%, что можно считать хорошим показателем качества работы САР скорости.

На стадии внедрения активное участие в работе приняли Бутаков В.Н. и Клосовский М.А.

**Лимонов Леонид Григорьевич** – главный специалист отдела ОП-5 АОЗТ “Тяжпромавтоматика”, канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Одесского политехнического института в 1958 г. Защищил диссертацию по теме “Исследование электроприводов с регуляторами натяжения” в 1972 г. на Ученом совете Калининского политехнического института.

## Расчёт основных параметров электропривода машин с пульсирующей нагрузкой

СМИРНОВ Ю.В., канд. техн. наук

Московский государственный индустриальный университет

*Предложена методика расчёта основных параметров асинхронного электропривода машин с пульсирующей нагрузкой с учётом нелинейности механических характеристик двигателей, базирующаяся на аппроксимации зависимостей определяющих параметров электропривода в виде эквивалентных синусоид.*

Для привода машин с пульсирующей нагрузкой (поршневых насосов и компрессоров, станков – качалок нефтяных скважин, ткацких станков и др.) применяются асинхронные коротко-замкнутые электродвигатели с повышенным скольжением, причём для сглаживания пульсаций вращающего момента двигателей используются инерционные массы привода, а при необходимости устанавливается дополнительный маховик. Известная методика расчёта асинхронного электропривода машин с пульсирующей нагрузкой предполагает линейность механической характеристики двигателя [1]. Однако механические характеристики асинхронных двигателей с повышенным скольжением существенно нелинейны, что вносит значительные трудности в расчёт асинхронного электропривода. Поэтому методика расчёта асинхронного электропривода машин с пульсирующей нагрузкой требует

коренного усовершенствования. Обоснованный выбор определяющих параметров такого электропривода позволит повысить эффективность использования электродвигателей, снизить энергопотребление и увеличить технический ресурс машин. В настоящей работе дается новый подход к расчёту асинхронного электропривода машин с пульсирующей нагрузкой, учитывающий нелинейность механических характеристик электродвигателей.

Предлагаемая методика расчёта асинхронного электропривода машин с пульсирующей нагрузкой базируется на аппроксимации зависимостей, определяющих параметры электропривода, эквивалентными синусоидами. При расчёте учитывается только электромеханический переходный процесс, поскольку влияние электромагнитного переходного процесса из-за наличия значительных инерционных масс невелико. Пе-

риод пульсации нагрузки жёстко задан нагрузочной диаграммой и равен периоду пульсации всех определяющих параметров электропривода. Нагрузочную диаграмму можно представить в виде:

$$M_c = M_{c0} + M_{cm} \sin vt, \quad (1)$$

где  $M_{c0}$  – постоянная составляющая момента сопротивления;  $M_{cm}$  – амплитуда переменной составляющей момента сопротивления;  $v = 2\pi/T$  – угловая частота;  $T$  – период пульсации нагрузки;  $t$  – текущее время.

Соответственно для эквивалентных синусоид вращающего момента и скольжения асинхронного двигателя

$$\left. \begin{aligned} M &= M_0 + (M_2 - M_0) \sin(vt - \varphi) \\ s &= s_0 + (s_2 - s_0) \sin(vt - \varphi) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

при  $\varphi \leq vt \leq \pi + \varphi$ ;

$$\left. \begin{aligned} M &= M_0 - (M_0 - M_1) \sin(vt - \varphi) \\ s &= s_0 - (s_0 - s_1) \sin(vt - \varphi) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

при  $\pi + \varphi \leq vt \leq 2\pi + \varphi$ ,

где  $M_0 = \frac{1}{i} M_{c0}$  – значение вращающего момента двигателя, соответствующее постоянной составляющей момента сопротивления;  $i$  – передаточное отношение редуктора;  $s_0$  – скольжение при  $M = M_0$ ;  $M_2$ ,  $s_2$  и  $M_1$ ,  $s_1$  – максимальные и минимальные значения вращающего момента и скольжения;  $\varphi$  – угол сдвига по фазе между графиками момента сопротивления нагрузки и вращающего момента двигателя.

На рис.1,а представлены аппроксимированные зависимости определяющих параметров электропривода, а на рис.1,б показаны устойчивая часть механической характеристики асинхронного двигателя с повышенным скольжением и её рабочий участок в диапазоне  $M_1 \leq M \leq M_2$  и  $s_1 \leq s \leq s_2$ . Указанный диапазон изменения  $M$  и  $s$  определяется нагрузочной диаграммой, результатирующим моментом инерции привода  $J$ , передаточным отношением редуктора  $i$  и кривизной рабочего участка механической характеристики двигателя.

Используя методику, предложенную автором в [2], из равенства площадей заштрихованных треугольников на рис.1,б получаем:

$$(M_0 - M_1)(s_0 - s_1) = (M_2 - M_0)(s_2 - s_0), \quad (5)$$

откуда при  $M_1 \approx M_0 \frac{s_1}{s_0}$

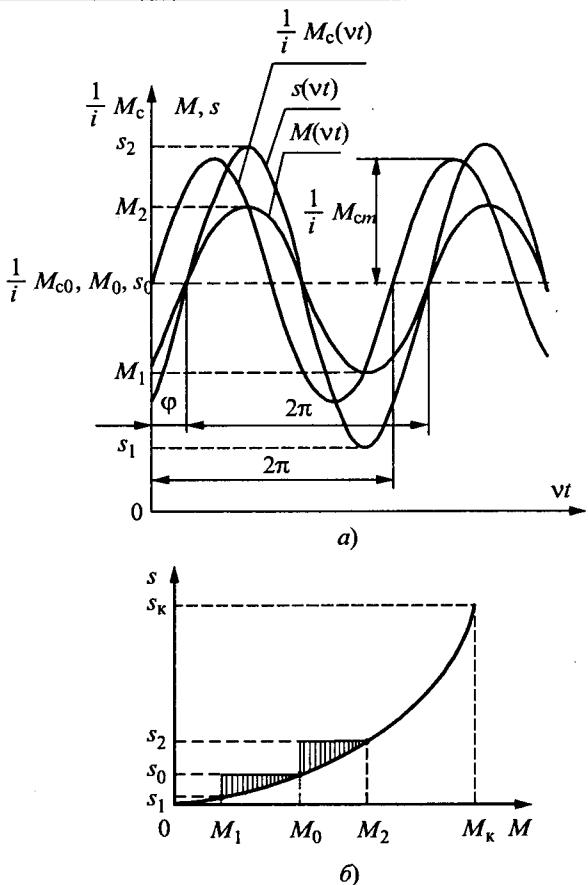


Рис.1

$$M_2 = M_0 \left[ 1 - \frac{(s_0 - s_1)^2}{s_0(s_2 - s_0)} \right]. \quad (6)$$

Уравнения движения привода можно представить в виде:

$$\left. \begin{aligned} M_0 + (M_2 - M_0) \sin(vt - \varphi) &= \frac{1}{i} M_{c0} + \\ &+ \frac{1}{i} M_{cm} \sin vt + J\omega_0 v \frac{ds}{d(vt)} \\ &\text{при } \varphi \leq vt \leq \pi + \varphi; \\ M_0 - (M_0 - M_1) \sin(vt - \varphi) &= \frac{1}{i} M_{c0} - \\ &- \frac{1}{i} M_{cm} \sin vt - J\omega_0 v \frac{ds}{d(vt)} \\ &\text{при } \pi + \varphi \leq vt \leq 2\pi + \varphi, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где  $\omega_0$  – синхронная частота вращения ротора двигателя.

Принимая во внимание, что  $M_0 = \frac{1}{i} M_{c0}$  и исходя из зависимостей  $s(vt)$  по (2) и (3), из (7) найдём:

$$\left. \begin{aligned} (M_2 - M_0) \sin(vt - \varphi) &= \frac{1}{\iota} M_{cm} \sin vt - \\ - J\omega_0 v (s_2 - s_0) \cos(vt - \varphi) & \\ \text{при } \varphi \leq vt \leq \pi + \varphi; \\ - (M_0 - M_1) \sin(vt - \varphi) &= -\frac{1}{\iota} M_{cm} \sin vt + \\ + J\omega_0 v (s_0 - s_1) \cos(vt - \varphi) & \\ \text{при } \pi + \varphi \leq vt \leq 2\pi + \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Из (4) и (5)

$$s_2 - s_0 = \frac{s_0}{M_0} \frac{(M_0 - M_1)^2}{M_2 - M_0}; \quad (9)$$

$$s_0 - s_1 = \frac{s_0}{M_0} (M_0 - M_1). \quad (10)$$

Подставив значения  $s_2 - s_0$  из (9) и  $s_0 - s_1$  из (10) в уравнение (8), получим:

$$\left. \begin{aligned} (M_2 - M_0) \sin(vt - \varphi) &= \frac{1}{\iota} M_{cm} \sin vt - \\ - \frac{2\pi s_0 J\omega_0}{TM_0} \frac{(M_0 - M_1)^2}{M_2 - M_0} \cos(vt - \varphi) & \\ \text{при } \varphi \leq vt \leq \pi + \varphi; \\ - (M_0 - M_1) \sin(vt - \varphi) &= -\frac{1}{\iota} M_{cm} \sin vt + \\ + \frac{2\pi s_0 J\omega_0}{TM_0} (M_0 - M_1) \cos(vt - \varphi) & \\ \text{при } \pi + \varphi \leq vt \leq 2\pi + \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Из уравнения (11) при  $vt = \frac{\pi}{2} + \varphi$  и

$vt = \frac{3}{2}\pi + \varphi$  относительное значение пульсации вращающего момента двигателя

$$\Delta M_{\pi} = \frac{M_2 - M_1}{M_0} = 2 \frac{M_{cm}}{M_{c0}} \cos \varphi. \quad (12)$$

Отсутствие пульсаций вращающего момента двигателя соответствует  $\varphi = \pi/2$ , а максимум пульсаций вращающего момента  $-\varphi = 0$ . Очевидно, что пульсации вращающего момента двигателя отсутствуют при  $J = \infty$  и максимальны при  $J = 0$ . Поэтому реально  $10^\circ < \varphi < 80^\circ$ .

При  $vt = \varphi$  из уравнений (11)

$$J = \frac{TM_0 \operatorname{tg} \varphi}{2\pi s_0 \omega_0}. \quad (13)$$

Относительное значение результирующего момента инерции на валу

$$\Delta J = \frac{J}{J_{45^\circ}} = \operatorname{tg} \varphi, \quad (14)$$

где  $J_{45^\circ} = \frac{TM_0}{2\pi s_0 \omega_0}$  – значение  $J$  при  $\varphi = \frac{\pi}{4}$ .

Используя метод выбора асинхронных двигателей, предложенный в [3], получаем номинальный вращающий момент при пульсирующей нагрузке

$$M_n \geq \frac{1}{s_n T} \left[ \frac{T+\varphi}{2} \int_{\varphi}^{\frac{T+\varphi}{2}} M s dt + \frac{T+\varphi}{2} \int_{\frac{T+\varphi}{2}}^{T+\varphi} M s dt \right], \quad (15)$$

где  $s_n$  – номинальное значение скольжения;  $M$  и  $s$  – текущие значения вращающего момента и скольжения.

В соответствии с (15) необходимый для преодоления нагрузки вращающий момент на валу двигателя

$$M_b = \frac{1}{2\pi s_n} \left[ \int_{\varphi}^{\frac{\pi+\varphi}{2}} M(vt) s(vt) dt(vt) + \int_{\frac{\pi+\varphi}{2}}^{\frac{2\pi+\varphi}{2}} M(vt) s(vt) dt(vt) \right]. \quad (16)$$

Подставив в выражение (16) значения  $M(vt)$  и  $s(vt)$  из (2) и (3), после интегрирования получим:

$$M_b = M_0 \frac{s_0}{s_n} \left[ 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{M_{cm}}{M_{c0}} \right)^2 \cos^2 \varphi + \frac{4}{\pi} \frac{M_{cm}}{M_{c0}} \cos \varphi \right]. \quad (17)$$

Соответственно при  $\varphi = 0$  и  $\varphi = \pi/2$  максимальное и минимальное значения требуемого вращающего момента на валу двигателя

$$M_{b\max} = M_0 \frac{s_0}{s_n} \left[ 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{M_{cm}}{M_{c0}} \right)^2 + \frac{4}{\pi} \frac{M_{cm}}{M_{c0}} \right]; \quad (18)$$

$$M_{b\min} = M_0 \frac{s_0}{s_n}. \quad (19)$$

Относительное значение требуемого вращающего момента двигателя

$$\begin{aligned} \Delta M_b &= \frac{M_b}{M_{b\min}} = \\ &= 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{M_{cm}}{M_{c0}} \right)^2 \cos^2 \varphi + \frac{4}{\pi} \frac{M_{cm}}{M_{c0}} \cos \varphi. \end{aligned} \quad (20)$$

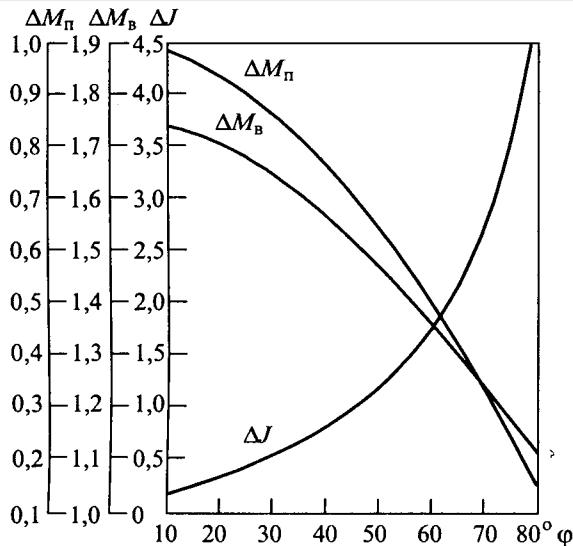


Рис.2

На рис.2 показаны рассчитанные по выражениям (12), (14) и (20) графики  $M_n(\phi)$ ,  $J(\phi)$  и  $\Delta M_B(\phi)$  при  $\frac{M_{cm}}{M_{c0}} = 0,5$  в диапазоне  $10^\circ < \phi < 80^\circ$ .

Из рис.2 следует, что при проектировании машин с пульсирующей нагрузкой целесообразно увеличивать инерционные массы привода, например, за счёт установки маховика. Увеличение инерционных масс привода машин с пульсирующей нагрузкой позволяет снизить пульсации вращающего момента двигателя и уменьшить его габариты, а также уменьшить вибромеханический износ двигателя и повысить технический ресурс машины.

С другой стороны, увеличение габаритов маховика повышает металлоёмкость и габариты машины, а также затрудняет интеграцию электропривода с рабочим механизмом машины.

Таким образом, угол  $\phi$  является основным конструктивным параметром машины с пульсирующей нагрузкой. В каждом конкретном случае выбор этого параметра связан с технологическими и конструктивными особенностями машины. При отсутствии жёстких технологических и конструктивных ограничений при проектировании машин с пульсирующей нагрузкой можно рекомендовать  $45^\circ < \phi < 60^\circ$ .

Передаточное отношение редуктора машины с пульсирующей нагрузкой

$$\iota = \frac{T\omega_0(1 - s_h)}{2\pi} \quad (21)$$

В большинстве случаев у машин с пульсирующей нагрузкой целесообразно уменьшить передаточное отношение редуктора, что возмож-

но при использовании специализированных тихоходных асинхронных двигателей.

При создании нового поколения машин с пульсирующей нагрузкой перспективным является применение асинхронного электропривода на базе специализированных асинхронных двигателей с уменьшенным значением геометрического фактора  $\lambda = l / D$ , где  $l$  – активная длина пакетов статора и ротора;  $D$  – диаметр расточки. В таких двигателях удаётся совместить маховик с ротором двигателя и получить низкую синхронную частоту вращения ротора. В качестве такого двигателя может быть использован специализированный асинхронный двигатель с сосредоточенными обмотками статора [4].

Он имеет на статоре 6 секций обмотки, каждая из которых состоит из  $2p$  катушек, где  $p$  – число пар полюсов. Три секции обмотки соединены в "звезду" и три – в "треугольник", причём кривая МДС "собирается" по участкам, соответствующим катушкам обмотки, шаг катушки равен зубцовому делению, а ЭДС секции равна арифметической сумме ЭДС катушек. Предлагаемый специализированный двигатель может иметь внутреннее и наружное расположение пакета ротора, а использование глубоких пазов пакета ротора позволяет значительно повысить пусковой момент двигателя. В таком двигателе благодаря концентрации магнитного потока в зубцах статора, охваченных катушками, удаётся повысить максимальное значение магнитной индукции в воздушном зазоре, а уменьшение активного сопротивления и индуктивного сопротивления рассеивания обмоток статора обеспечивает существенное увеличение пускового и максимального вращающих моментов.

#### Пример расчёта основных параметров асинхронного электропривода машины с пульсирующей нагрузкой

Исходные данные для расчёта:  $M_{c0} = 5000 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ,  $M_{cm} = 2500 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ,  $T = 2 \text{ с}$ ,  $\omega_0 = 105 \text{ с}^{-1}$ ,  $\phi = 50^\circ$ ,  $\cos \phi = 0,6428$ ,  $\operatorname{tg} \phi = 1,192$ .

Принимая  $s_h = 0,06$ , из выражения (21)

$$\iota = \frac{2 \cdot 105 (1 - 0,06)}{2\pi} = 31,4,$$

откуда

$$M_0 = \frac{5000}{31,4} = 160 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Предварительно выбираем асинхронный двигатель с повышенным скольжением типа 4АС180М6-УЗ, 19 кВт, 940 об/мин с  $M_h = 188 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ,  $s_h = 0,06$ ,  $s_k = 0,35$ ,  $M_k = 475 \text{ Н}\cdot\text{м}$ .

С достаточной для инженерных расчётов точностью  $s_0/s_n = M_0/M_n$ , тогда из выражения (18)

$$M_B = 160 \frac{160}{188} \left[ 1 + \left( \frac{2500}{5000} \right)^2 \cdot 0,6428^2 + \right. \\ \left. + \frac{4}{\pi} \cdot \frac{2500}{5000} \cdot 0,6428 \right] = 186 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Таким образом, выбранный двигатель удовлетворяет исходным данным.

В соответствии с формулой (13)

$$J = \frac{2 \cdot 160 \cdot 1,192}{2\pi \cdot 0,051 \cdot 105} = 11,3 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2.$$

## Список литературы

1. Гейлер А.Б. Электропривод в тяжёлом машиностроении. М.: Машгиз, 1958.
2. Смирнов Ю.В. Оптимизация асинхронных электроприводов производственных машин с циклической ударной нагрузкой // Электричество. 1995. №6.
3. Смирнов Ю.В. Применение метода средних потерь при выборе асинхронных двигателей // Электротехника. 1999. № 2.
4. Смирнов Ю.В. Специализированный асинхронный двигатель с сосредоточенными обмотками статора // Электротехника 1999. № 9.

# Соленоидный дифференциально-трансформаторный датчик перемещений

ГАХРАМАНОВ Н.Ф., доктор физ.-мат. наук, проф., АДЫГЕЗАЛОВ В.С.

Сумгaitский ГУ (Азербайджан)

*Описан подход к определению уравнений выходной характеристики двух вариантов исполнения равномерно секционного соленоидного дифференциально-трансформаторного датчика больших перемещений, необходимых для расчёта и оптимального проектирования.*

В Сумгайтском государственном университете разрабатываются электромагнитные преобразователи больших перемещений соленоидного типа, созданы несколько конструкций для применения в различных областях промышленности. В одних преобразователях катушка индуктивности выполнена ступенчатой намоткой (ССП), в других – равномерной и разделенной на секции, снабжённые ещё и резисторами (РСП); в третьих применены и те и другие намотки (КСП – комбинированные соленоидные преобразователи), каждая из этих конструкций имеет те или иные преимущества [1].

ССП просты, имеют достаточно высокую чувствительность, но применимы в сравнительно узких диапазонах измерения при обычных исполнениях, что обусловлено зависимостью сечения катушки от перемещений подвижного элемента. Схема катушки индуктивности КСП сравнительно сложна. РСП обладают высокой степенью линейности выходной характеристики независимо от диапазона измерения, однако их чувствительность на порядок и более ниже, чем у ССП при одних и тех же характеристических параметрах, что сужает область применения.

РСП просты конструктивно, имеют и другие важные достоинства, в связи с чем повышение

чувствительности этих преобразователей очень актуально. Дифференциально-трансформаторный вариант исполнения РСП позволяет удвоить их чувствительность. Но, как известно, постоянные составляющие напряжений последовательно-встречных измерительных обмоток взаимно компенсируются тогда, когда существует электромагнитная симметрия между обмотками. Поэтому нулевое положение подвижного элемента в обычных конструкциях дифференциальных преобразователей выбирают в середине длины их катушки индуктивности [2].

Преобразователи с нулем в середине длины катушки индуктивности в отдельных случаях не удовлетворяют требованиям объектов применения. Так, в большинстве случаев измерения уровня жидкостей требуется, чтобы начальное положение подвижного элемента преобразователя находилось у дна сосуда, т.е. у края катушки индуктивности. Смещение нулевого положения указателя измерителя РСП в нужную точку можно выполнить несколькими путями. Используется либо дополнительный источник стабильного по значению опорного напряжения, или постоянная составляющая напряжения измерительной обмотки. Это приводит к усложнению вторичной измерительной схемы или ухудшению

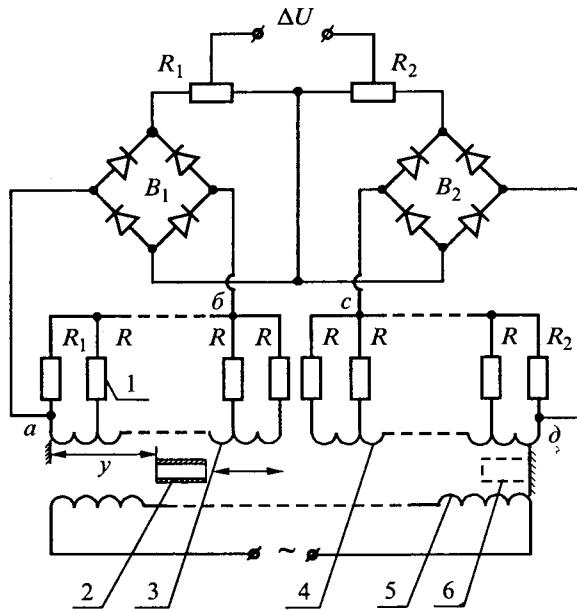


Рис.1. Равномерно секционный соленоидный дифференциально-трансформаторный датчик перемещений

нию линейности выходной характеристики у края диапазона измерения устройства [3]. В [4] задача обеспечения электромагнитной симметрии измерительных обмоток дифференциального преобразователя в крайнем положении подвижного элемента решена введением в конструкцию дополнительного электромагнитного экрана, неподвижно установленного в конце катушки индуктивности устройства. Исследования показали, что этот принцип может быть применен и в РСП.

На рис.1 представлена принципиальная электрическая схема предлагаемого преобразователя, включающая два варианта его исполнения – с одним сердечником 2 (подвижный ферромагнитный сердечник, служащий подвижным элементом преобразователя) и с двумя сердечниками 2 и 6 (неподвижный ферромагнитный сердечник, аналогичный подвижному сердечнику 2). На рис.1 5 – первичная (возбуждающая) обмотка; 3 и 4 – измерительные обмотки, аналогичные друг другу и имеющие токоотводы, присоединенные одним из зажимов соответствующих резисторов 1; другие зажимы резисторов соединены в общие узлы  $b$  и  $c$ ;  $B_1$  и  $B_2$  – мостовые схемы выпрямления;  $R_1 = R_2$  – сопротивления нагрузки;  $y$  – координата подвижного сердечника, отсчитываемая от края катушки. Первичная обмотка выполнена с равномерной намоткой и охватывает весь диапазон измерения, а каждая из измерительных обмоток – его половину [5]. Измерительные обмотки смешены друг относи-

тельно друга на расстояние, равное длине подвижного сердечника. Токоотводы измерительных обмоток выполнены на расстоянии, равном длине сердечника, а номинальные сопротивления резисторов 1 выбраны одинаковыми и значительно превышающими сопротивление участка измерительной обмотки между ее двумя смежными токоотводами [6].

Датчик работает следующим образом. При пропускании переменного тока через возбуждающую обмотку 5 вокруг нее возникает магнитное поле, наводящее в измерительных обмотках 3 и 4 ЭДС индукции, которые создают токи через резисторы 1. На том участке, где находится ферромагнитный сердечник, воспринимающий измеряемое перемещение, эта ЭДС имеет максимальное значение. Каждому положению сердечника соответствует определенное распределение тока через резисторы, соединенные между собой параллельно через несодержащие сердечник участки обмотки. Для односердечникового варианта исполнения датчика при нахождении сердечника 2 в середине преобразователя обмотки 3 и 4 свободны от сердечника, напряжения на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  одинаковы по модулю, вычитаются, и выходное напряжение датчика  $\Delta U$  равно нулю. По мере перемещений сердечника 2 вправо (влево) изменяется напряжение на резисторе  $R_1$  ( $U_{ab}$ ), тогда как выходное напряжение свободной от сердечника измерительной обмотки, остается неизменным. Соответственно изменяется значение  $\Delta U$ .

Для двухсердечникового варианта исполнения датчика при нахождении сердечника в нулевом положении – у начала катушки преобразователя возле левой (по рис.1) крайней секции измерительной обмотки 3 электромагнитная симметрия измерительных обмоток 3 и 4 соблюдена, распределение токов в каждой из обмоток происходит между крайним резистором конечной секции (подсоединенными к точкам  $a$  и  $d$ ) и всеми остальными резисторами, параллельно включенными через витки обмотки, сопротивлением которых можно пренебречь. В результате этого значения токов через крайние резисторы измерительных обмоток, а следовательно, и напряжений на их зажимах ( $U_{ab}$  и  $U_{dc}$ ) одинаковы и максимальны. По мере перемещения сердечника 2 вправо вдоль измерительной обмотки 3, количество резисторов, параллельных ее левым крайним резисторам, увеличивается, а резисторов, параллельных правым крайним, – уменьшается. Благодаря этому уменьшается ток через левый крайний резистор ( $R_1$ ) измеритель-

ной обмотки 3 и соответственно уменьшается напряжение на его зажимах. Далее, сердечник 2 выходит из обмотки 3 и входит в обмотку 4. По мере его перемещения вдоль этой обмотки растет напряжение на первом крайнем резисторе ( $R_2$ ) обмотки 4. Измерительные секции включены встречно, напряжения на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  вычитаются, выходное напряжение  $\Delta U$  изменяется от нуля, при нахождении сердечника 2 в начальной секции обмотки 3, до максимума, при достижении им предпоследней секции обмотки 4:

Определим уравнение выходной характеристики датчика для обоих вариантов его исполнения. Для односердечникового варианта и системы обмоток 3 и 5 [6]

$$U_{ab} = \frac{\sum_{i=1}^n nE_0 + n\Delta E}{n+1} - \frac{\Delta E}{(n+1)h} Y', \quad (1)$$

где  $Y' = 0 \div nh$  – общее перемещение сердечника относительно края измерительной обмотки;  $n$  – число секций измерительной обмотки;  $E_0$  – ЭДС индукции свободной от сердечника секций измерительной обмотки;  $\Delta E$  – приращение ЭДС индукции секции измерительной обмотки от полного введения в нее сердечника;  $h$  – длина сердечника, равная длине секции измерительной обмотки;  $U_{ab}$  – напряжение на выходе измерительной обмотки.

Из (1) для  $Y' = 0$  и  $Y' = nh$  получаем соответственно:

$$U_{ab|_0} = \frac{\sum_{i=1}^n nE_0 + n\Delta E}{n+1}; \quad U_{ab|_{2nh}} = \frac{\sum_{i=1}^n nE_0}{n+1}. \quad (2)$$

Для дальнейших перемещений сердечника 2 (системы обмоток 4 и 5)

$$U_{dc} = \frac{\sum_{i=1}^n nE_0 - n\Delta E}{n+1} + \frac{\Delta E}{(n+1)h} Y''; \quad (3)$$

$$U_{dc|_{nh}} = \frac{\sum_{i=1}^n nE_0}{n+1}; \quad U_{dc|_{2nh}} = \frac{\sum_{i=1}^n nE_0 + n\Delta E}{n+1}, \quad (4)$$

где  $Y'' = nh \div 2nh$ ;  $U_{dc}$  – напряжение на выходе измерительной обмотки 4.

Для разности напряжений  $U_{ab}$  и  $U_{dc}$ , подаваемой на выход датчика, например, на вторичный стандартный измерительный прибор, получаем:

$$\Delta U = \frac{2n\Delta E}{n+1} - \frac{\Delta E}{(n+1)h} (Y' + Y''). \quad (5)$$

При  $Y' = 0 \div nh$  имеем  $Y'' = nh$ , и для  $Y'' = nh \div 2nh$  соответственно  $Y'' = nh$ . С учетом этого

$$Y = (Y' + Y'') - nh, \quad (6)$$

где  $Y = 0 \div 2nh$ .

Формула (5) с учетом (6) примет вид

$$\Delta U = \frac{\Delta E}{(n+1)h} (nh - Y). \quad (7)$$

Из (7), являющегося уравнением выходной характеристики рассматриваемого односердечникового датчика, получаем, например, для положений сердечника  $Y = 0$ ,  $Y = nh$  и  $Y = 2nh$  соответственно

$$\Delta U_0 = \frac{n\Delta E}{n+1}; \quad \Delta U_{nh} = 0; \quad \Delta U_{2nh} = -\frac{n\Delta E}{n+1},$$

т.е. характеристика рассматриваемого преобразователя симметрична относительно начала отсчета.

Теперь определим уравнение выходной характеристики датчика для его двухсердечникового варианта исполнения. Для системы обмоток 3 и 5 выражения (1) и (2) остаются в силе. Для системы обмоток 5 и 4, содержащей в конечной секции неподвижный, аналогичный 2, сердечник 6, формула (3) примет вид

$$U'_{dc} = \frac{\sum_{i=1}^n nE_0}{n+1} + \frac{\Delta E}{(n+1)h} Y'', \quad (8)$$

где  $Y'' = nh \div (2n-1)h$ .

Разность напряжений (8) и (1)

$$\Delta U' = \frac{\Delta E}{(n+1)h} (Y'' + Y') - \frac{n\Delta E}{n+1}.$$

С учетом (6)

$$\Delta U' = \frac{\Delta E}{(n+1)h} Y, \quad (9)$$

где  $Y = 0 \div (2n-1)h$ .

Выражение (9) является уравнением выходной характеристики рассматриваемого датчика в двухсердечниковом варианте его исполнения. Из (9) для положений, например  $Y = 0$ ,  $Y = nh$  и  $Y = (2n-1)h$ , получаем соответственно

$$\Delta U' = 0; \quad \Delta U' = \frac{n\Delta E}{n+1}; \quad \Delta U' = \frac{(2n-1)\Delta E}{n+1},$$

т.е. введение второго сердечника в конструкцию РСП обеспечивает смещение нуля преобразователя в край катушки индуктивности без использования какого-либо дополнительного источника опорного напряжения. При этом в выходную

характеристику преобразователя не вносится нелинейность, т.е. рассматриваемый преобразователь имеет линейную характеристику.

Определив чувствительность рассматриваемого датчика по измеряемому диапазону, находим

$$S = \frac{\Delta E}{(n+1)h}. \quad (10)$$

В формуле (10)  $n$  равен не числу секций, приходящемуся на весь диапазон измерения, как в случае одинарного варианта датчика [6], а числу секций, приходящемуся на половину диапазона измерения, т.е. в данном случае  $n$  имеет в два раза меньшее значение при постоянстве остальных параметров, следовательно, чувствительность датчика удваивается.

По приведенному расчёту был изготовлен датчик, который имел следующие данные: диаметр катушки индуктивности датчика 46 мм; длина катушки индуктивности датчика 1950 мм; материал сердечников листовая электротехническая сталь толщиной 0,5 мм; длина сердечника 130 мм; диаметр цилиндра сердечника 20 мм; намоточный провод ПЭЛ-0,23; намотки равномерные, виток к витку; число слоев возбуждающей обмотки 3; число слоев каждой из измерительных обмоток 4; число секций в каждой из измерительных обмоток 7;  $\Delta E = 0,285$  В;  $R = 8,2$  кОм;  $R_1 = R_2 = 2R$ ; выпрямители  $B_1$  и  $B_2$  собраны на полупроводниковых диодах Д 223; питающее напряжение 12 В, частота 50 Гц.

На рис.2 приведены графики выходной характеристики датчика. Расчётная характеристика построена по формуле (9) для эффективных значений  $\Delta U$ . Сопоставление расчётной и экспериментальной характеристик показывает, что их максимальное отклонение не превышает 7%.

Описанный двухсердечниковый датчик положен в основу одной из модификаций уровнемера жидкого хлора УХ-2, который в настоящее

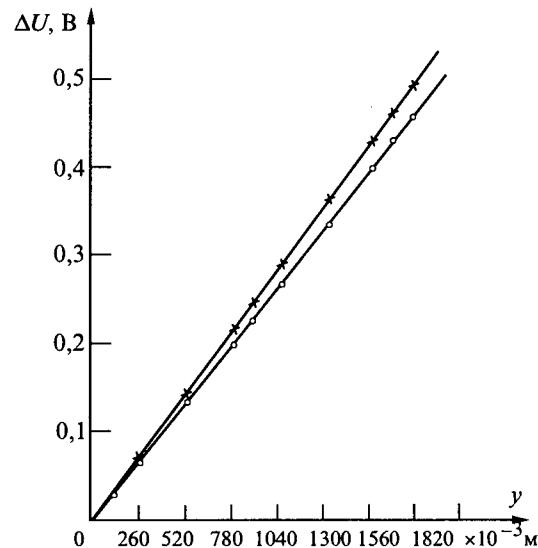


Рис.2. Характеристики датчика:  
х – расчёт; о – эксперимент

время проходит опытно-промышленные испытания на Сумгайтском заводе "Оргсинтез".

#### Список литературы

1. Адыгезалов С.В., Адыгезалов В.С. Современное состояние, проблемы и новые принципы преобразования больших перемещений в измерениях теплотехнических параметров производств химической и нефтяной промышленностей // Приборы и системы. Управление, диагностика, контроль. 2001. № 6.
2. Агейкин Д.И., Костина Е.Н., Кузнецова Н.Н. Датчики контроля и регулирования. М.: Машиностроение, 1965.
3. Мамедов Ф.И., Набиев М.А., Адыгезалов С.В., Дадашева Р.Б. Устройство для измерения уровня жидкого хлора в танках УХ-2 // Химическая промышленность. 1984. № 4. С. 56.
4. А.с. 468098 СССР. Индуктивный аналоговый уровномер / Ю.А. Гаркуша, И.И. Романенко // Открытия. Изобретения. 1975. № 15.
5. А.с. 994906 СССР. Устройство для измерения перемещений / Т.М. Алиев, Ф.И. Мамедов, С.В. Адыгезалов, М.А. Набиев // Открытия. Изобретения. 1983. № 5.
6. Адыгезалов С.В., Мамедов Ф.И. Выбор параметров схемы электромагнитного преобразователя соленоидного типа // Электротехника. 1983. № 7. С. 71–73.

# **Разработка конструкции и математическое моделирование аксиальных индукционных регуляторов напряжения для систем автоматического управления**

**ГАЙТОВ Б.Х., КАШИН Я.М., БОЖКО С.В., РЯБЧУН И.П.**

Приведена критическая оценка известных конструкций индукционных регуляторов напряжения и описаны новые разработанные авторами на уровне изобретений конструкции регуляторов аксиального типа для систем автоматического управления.

*This article contains critical evaluation of existing design of induction voltage regulators and describes new design of axial-type regulators developed by devisers at invention level for automatic control systems.*

В настоящее время в системах автоматического управления (САУ), например авиационными двигателями, широко используются как электронные, так и гидромеханические каналы управления. Для повышения качества, надёжности и быстродействия функционирования таких систем, а также с целью обеспечения безопасности работы двигателей часто используют синхронное функционирование электронной и гидромеханической частей САУ. Практически этим достигается дублирование подсистем САУ. В основу функционирования каналов САУ положен принцип формирования управляющего сигнала по рассогласованию между заданным и текущим значениями управляемых параметров.

Уровень заданного управляемого параметра формируется в зависимости от программы управления и внешних возмущающих воздействий. Сигнал о текущем значении управляемого параметра поступает от датчиков по каналам связи. Конструктивное исполнение и принцип действия датчиков и каналов связи могут быть различными и выбираются из условий обеспечения заданной точности воспроизведения и передачи. В качестве датчиков используются устройства, различные по техническому исполнению и порядку формирования уровня сигнала в соответствии с измеряемым параметром (электрические, электромеханические, гидравлические, гидромеханические, механические и др.) Основным недостатком существующих информационных каналов является их инерционность. Это приводит к ухудшению динамических свойств САУ в целом. Устранение этих недостатков требует разработки новых или совершенствования существующих датчиков или регуляторов, что обычно связано с решением задачи оптимизации массогабаритных показателей, а также упрощения технологии изготовления и снижения стоимости.

Используемые в настоящее время для реше-

ния данных задач индукционные и сдвоенные индукционные регуляторы [1], представляющие собой обычные асинхронные машины цилиндрического исполнения с фазным заторможенным ротором, не удовлетворяют этим требованиям в связи со сложной технологией изготовления, связанной с необходимостью штамповки листов магнитопроводов статора и ротора. Во-первых, конструкция регулятора, магнитопроводы которого собраны из отдельных листов электротехнической стали, достаточно сложна. Во-вторых, процент отходов электротехнической стали при штамповке пластин магнитопроводов недопустимо высок. В-третьих, компоновка известного сдвоенного индукционного регулятора имеет нерациональную геометрию, обусловленную необходимостью жесткой установки двух электрических машин на одном валу. При малом радиальном размере регулятора это приводит к большому осевому размеру агрегата.

В связи с этим актуальным является разработка и использование в САУ авиационных двигателей нетрадиционных конструкций регуляторов напряжения, к которым относятся индукционные регуляторы, и сдвоенные индукционные регуляторы с аксиальным магнитопроводом [2].

С целью упрощения конструкции и технологии изготовления индукционного регулятора, уменьшения расхода электротехнической стали на изготовление его магнитопроводов, обеспечения симметрии магнитной цепи и улучшения качества выходного напряжения авторами разработан многофазный трансформатор-фазорегулятор [3], а на его базе одиничный и сдвоенный индукционные регуляторы аксиальной конструкции [4, 5].

На рис.1 представлен общий вид одинично го аксиального индукционного регулятора в разрезе.

Аксиальный индукционный регулятор (рис.1)

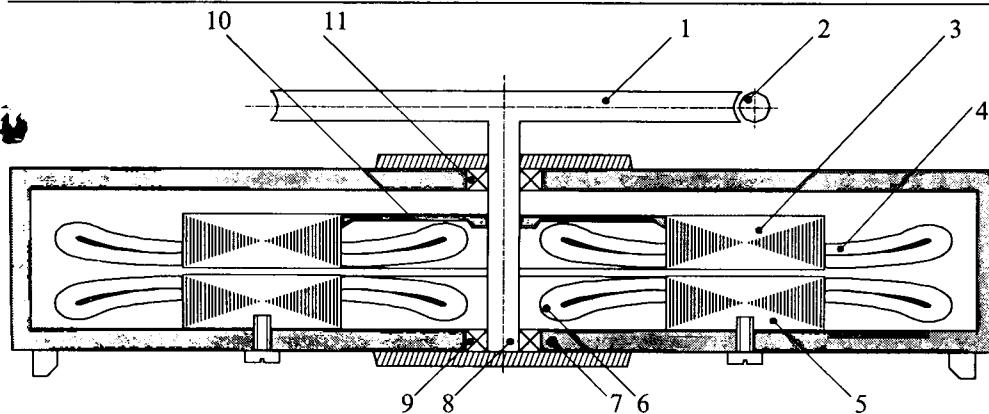


Рис.1

состоит из корпуса 7, в котором размещены ротор 3 с первичной трёхфазной обмоткой 4 и статор 5 с вторичной трёхфазной обмоткой 6. Начало обмотки 4 электрически соединено с началом обмотки 6 посредством скользящего контакта 12 (рис.2). Ротор поворачивается относительно статора посредством червячной передачи, состоящей из винтового колеса 1 и червяка 2. Вал 8, закрепленный в подшипниковых узлах 9 и 11, жестко связан с ротором 3 посредством диска 10.

При подключении трёхфазной обмотки 4 ротора 3 к питающей сети напряжением  $U_1$  в воздушном зазоре аксиального индукционного регулятора создается вращающееся магнитное поле, которое, взаимодействуя с трёхфазной обмоткой 6 статора 5, наводит в ней систему ЭДС. При пространственном совпадении осей обмоток 4 и 6 магнитопроводов ротора 3 и статора 5, соответственно, магнитный поток одновременно набегает на обмотки 4 и 6 и наводит в них ЭДС  $\bar{E}_1$  и  $\bar{E}_2$ , совпадающие по фазе и одинаково направленные относительно обмоток. При этом вектор ЭДС  $\bar{E}_2$  действует согласно с вектором напряжения  $\bar{U}_2$ . Поэтому напряжение

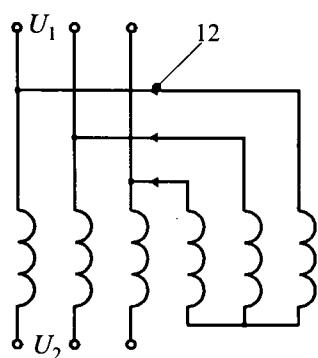


Рис.2

$U_2$  (рис.3) на зажимах потребляющей сети представляет собой арифметическую сумму  $U_1$  и  $E_2$ :  $U_2 = U_{2\max} = U_1 + E_2$ , так как обмотки 4 и 6 электрически соединены между собой. При повороте рукоятки (на рис.1 она не показана), жестко связанной с червяком 2, ротор 3 с обмоткой 4 поворачивается относительно

статора 5 с обмоткой 6 на определенный угол  $\alpha$ . Это приводит к соответствующему повороту вектора ЭДС  $\bar{E}_2$  (рис.3) обмотки 6 относительно вектора напряжения  $\bar{U}_1$ , подаваемого на обмотку 4 из питающей сети. При повороте ротора 3 на угол  $\alpha = 180^\circ$   $U_2 = U_{2\min} = U_1 - E_2$ . Геометрическое место концов вектора  $\bar{E}_2$ , а значит, и  $\bar{U}_2$  при изменении угла  $\alpha$  – круг, описанный из точки  $A$ , как из центра радиусом  $E_2$ . Результирующее выходное напряжение аксиального индукционного регулятора  $U_2 = U_1 + E_2$  при повороте ротора 3 относительного статора 5 (рис.1) на угол от 0 до  $180^\circ$  изменяется от  $U_{2\min} = U_1 - E_2$  до  $U_{2\max} = U_1 + E_2$ .

При равенстве напряжения  $U_2$  и ЭДС  $E_2$  выходное напряжение  $U_2$  будет изменяться от нуля до  $2U_1$ .

Входное напряжение  $U_1$  и выходное напряжение  $U_2$  рассмотренного аксиального индукционного регулятора отличаются друг от друга не только по значению, но и по фазе (рис.3). Однако за редким исключением изменение фазы вторичного напряжения при варьировании его значения недопустимо. Кроме того, на валу одиночного регулятора при определенных положениях ротора возникают значительные вращающие

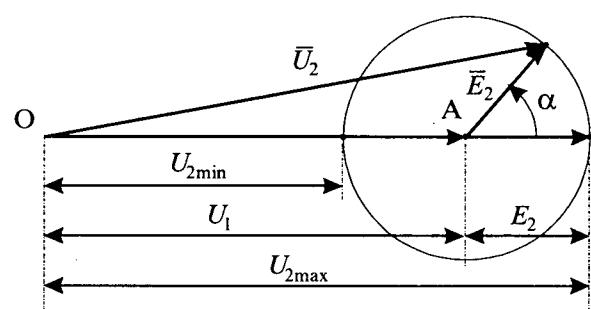


Рис.3

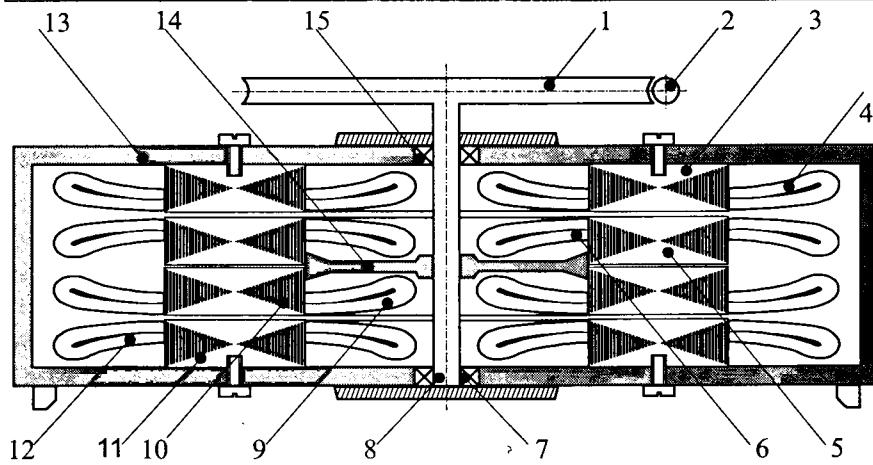


Рис.4

моменты, на которые должны быть рассчитаны приспособления для привода и торможения регулятора.

Чтобы устраниить эти недостатки, необходимо соединить два одиночных аксиальных индукционных регулятора в один сдвоенный, как это известно в индукционных регуляторах цилиндрического типа [1]. Конструкция такого регулятора разработана авторами на уровне изобретения [5] и представлена на рис.4, схема соединения его обмоток – на рис.5.

Сдвоенный аксиальный индукционный регулятор (рис.4) содержит червячную передачу, состоящую из винтового колеса 1 и червяка 2, статор 3 с вторичной трёхфазной обмоткой 4, ротор 5 с первичной трёхфазной обмоткой 6, ротор 10 с первичной трёхфазной обмоткой 9, статор 11 с вторичной трёхфазной обмоткой 12, корпус 13, вал 8, закрепленный в подшипниковых узлах 7 и 15 и жестко связанный с роторами 5 и 10 посредством диска 14. Общие начала первичных трёхфазных обмоток 6 и 9 роторов 5 и 10 соединены с началом вторичных трёхфазных обмоток 4 и 12 статоров 3 и 11 посредством скользящего контакта 16 (рис.5). Порядок следования фаз обмоток одной пары статора и ротора изменен по отношению к порядку следования фаз второй такой пары на обратный (рис.5).

При подключении трёхфазных обмоток 6 и 9 роторов 5 и 10 к питающей сети напряжением  $U_1$  в воздушных зазорах сдвоенного аксиально-го индукционного регулятора создаются врачающиеся магнитные поля, которые, взаимодействуя с трёхфазными обмотками 4 и 12 статоров 3 и 11, наводят в них систему ЭДС  $\bar{E}'_2$  и  $\bar{E}''_2$ . При пространственном совпадении осей трёхфазных обмоток 6, 9 и 4, 12 соответственно роторов 5 и 10 и статоров 3 и 11 ( $\alpha = 0$ ) магнитные

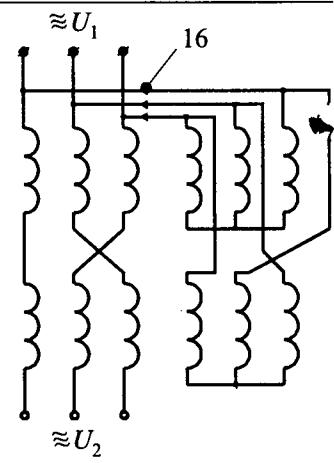


Рис.5

потоки одновременно набегают на трёхфазные обмотки 4, 6, 9, 12 и наводят в них ЭДС, совпадающие по фазе и одинаково направленные относительно этих трёхфазных обмоток. При этом векторы ЭДС  $\bar{E}'_2$  и  $\bar{E}''_2$  действуют согласно с вектором напряжения  $\bar{U}_1$ . Поэтому напряжение  $U_2$  на зажимах потребляющей сети представляет собой арифметическую сумму  $U_1$ ,  $E'_2$  и  $E''_2$ :  $U_2 = U_{2\max} = U_1 + E'_2 + E''_2$ , так как трёхфазные обмотки 4, 6, 9, 12 электрически соединены между собой, как указано выше, и угол  $\alpha = 0$ . При повороте рукоятки (на рис.4 она не показана), жестко связанной с червяком 2, роторы 5 и 10 с трёхфазными обмотками 6 и 9 поворачиваются относительно статоров 3 и 11 с трёхфазными обмотками 4 и 12 на определенный угол  $\alpha$ , что приводит к соответствующему повороту векторов ЭДС  $\bar{E}'_2$  и  $\bar{E}''_2$  трёхфазных обмоток 4 и 12 относительно вектора напряжения  $\bar{U}_1$ , подаваемого на трёхфазные обмотки 6 и 9 из питающей сети. При этом вследствие обратного порядка следования фаз одной пары ротора и статора по отношению к другой такой паре ротора и статора векторы ЭДС  $\bar{E}'_2$  и  $\bar{E}''_2$  будут сдвигаться в противоположных направлениях. При повороте роторов 5 и 10 на угол  $\alpha = 180^\circ$  получим  $U_2 = U_{2\min} = U_1 - E'_2 - E''_2$ . Если пренебречь падениями напряжения в сдвоенном аксиальном индукционном регуляторе, то напряжение  $U_2$  всегда совпадет по фазе с напряжением  $U_1$ . В общем случае результирующее выходное напряжение сдвоенного аксиального индукционного регулятора  $\bar{U}_2 = \bar{U}_1 + \bar{E}'_2 + \bar{E}''_2$ . При повороте роторов 5 и 10 относительно статоров 3 и 11 (рис.5) на угол  $\alpha$  в пределах от 0 до  $180^\circ$  изменение

няется по значению от  $U_2 = U_{2\min} = U_1 - E'_2 - E''_2$  до  $U_2 = U_{2\max} = U_1 + E'_2 + E''_2$ . При выполнении **отношения  $E'_2 = E''_2 = 0,5U_1$**  выходное напряжение  $U_2$  будет изменяться от нуля до  $2U_1$ .

Моменты, создаваемые каждым из одиночных регуляторов, направлены в противоположные стороны. Таким образом, результирующий момент на валу сдвоенного аксиального индукционного регулятора равен нулю.

Математическая модель сдвоенного аксиального индукционного регулятора построена на основе теории обобщённого электромеханического преобразователя энергии [6] при следующих условиях: модель построена в заторможенной системе координат, из системы уравнений модели исключены уравнения, описывающие электромеханические переходные процессы (так как в установившемся режиме магнитопроводы регулятора неподвижны друг относительно друга), векторы напряжений направлены от точки с более высоким потенциалом к точке с более низким, обход токов в исследуемых контурах выбран по часовой стрелке.

В этом случае по второму закону Кирхгофа для одной фазы регулятора можно записать:

– входной контур

$$U_1 = i_1 R_1 - E_1; \quad (1)$$

– выходной контур

$$-U_2 = E_1 \cos \alpha + E_2 + i_2 R_2 - i_1 R_1. \quad (2)$$

Знак "минус" в уравнении (2) перед  $U_2$  показывает, что вторичная обмотка является источником питания.

ЭДС первичной и вторичной обмоток соответственно равны:

$$E_1 = -\frac{d\Psi_1}{dt}; \quad E_2 = -\frac{d\Psi_2}{dt}. \quad (3)$$

Подставив выражения ЭДС (3) в уравнения (1), получим:

$$U_1 = i_1 R_1 + \frac{d\Psi_1}{dt}; \quad (4)$$

$$-U_2 = -\frac{d\Psi_1}{dt} \cos \alpha - \frac{d\Psi_2}{dt} + i_2 R_2 - i_1 R_1. \quad (5)$$

В уравнениях (4) и (5) потокосцепления первичного и вторичного магнитопроводов соответственно равны:

$$\Psi_1 = w_1 \Phi_1 = w_1 (L_1 i_1 + M i_2); \quad (6)$$

$$\Psi_2 = w_2 \Phi_2 = w_2 (L_2 i_2 + M i_1). \quad (7)$$

где  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  – магнитные потоки первичной и вторичной обмоток соответственно.

Подставив выражения (6) и (7) в выражения (4) и (5) получим:

$$U_1 = i_1 R_1 + w_1 L_1 \frac{di_1}{dt} + w_1 M \frac{di_2}{dt}; \quad (8)$$

$$\begin{aligned} -U_2 = w_1 L_1 \frac{di_1}{dt} \cos \alpha + w_1 M \frac{di_2}{dt} + i_2 R_2 - \\ -i_1 R_1 + w_2 L_2 \frac{di_2}{dt} + w_2 M \frac{di_1}{dt}. \end{aligned} \quad (9)$$

Уравнения (8) и (9) представляют математическую модель однофазного регулятора.

Для всех остальных фаз регулятора уравнения математической модели будут аналогичны с учётом естественного сдвига фаз первичной обмотки и в зависимости от угла поворота вторичного магнитопровода регулятора.

В сравнении с традиционными конструкциями одиночного и сдвоенного индукционных регуляторов, основанных на использовании асинхронных машин цилиндрического исполнения с фазными заторможенными роторами, аксиальные индукционные регуляторы позволяют существенно упростить технологию изготовления магнитопроводов статора и ротора, значительно сократить при этом расход электротехнической стали. Так, при мощности 5 кВт расход электротехнической стали уменьшается на 20–25%. Помимо этого сдвоенный индукционный регулятор с магнитопроводами аксиальной конструкции позволяет реализовать наиболее предпочтительную его компоновку за счет рационального выбора геометрических размеров магнитопровода таким образом, что радиальный и аксиальный размеры максимально сближены между собой и тем самым обеспечивают оптимальную геометрию всего агрегата, а следовательно, и наименьший расход материала [2].

#### Список литературы

1. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Ч.2. М.: Л.: Энергия, 1965.
2. Гайтов Б.Х., Кашин Я.М. Индукционные регуляторы с аксиальным магнитопроводом // Современные компьютерные технологии обучения: тезисы докладов 2-й научно-методической межвузовской конференции. Краснодар: КВВАУ, 1998. С.12–13.
3. Пат. 2139586 РФ. Многофазный трансформатор-фазорегулятор / Б.Х.Гайтов, Я.М.Кашин и др. // Открытия. Изобретения. 1999. № 28.
4. Пат. 2168785 РФ. Аксиальный индукционный регулятор / Б.Х.Гайтов, Я.М.Кашин и др. // Открытия. Изобретения. 2001. № 16.
5. Пат. 2170971 РФ. Сдвоенный аксиальный индукционный регулятор / Б.Х.Гайтов, Я.М.Кашин и др. // Открытия. Изобретения. 2001. № 20.

6. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1994.



**Гайтов Борис Хамидович** – заведующий кафедрой электротехники Кубанского государственного технологического университета (г. Краснодар). В 1961 г. окончил электромеханический факультет Карагандинского политехнического института. В 1983 г. защитил в МЭИ докторскую диссертацию по теме "Управляемые асинхронные двигатели с массивными многофункциональными роторами".

**Кашин Яков Михайлович** – заместитель начальника учебного отдела Краснодарского военного авиационного института. В 1982 г. окончил факультет авиационного оборудования Киевского высшего военного авиационного инженерного училища. В 1999 г. защитил в КубГТУ кандидатскую диссертацию по теме "Вопросы теории, разработка конструкции и математическое моделирование аksиального многофазного трансформатора-фазорегулятора".



**Божко Сергей Владимирович** – заместитель начальника Краснодарского военного авиационного института по учебной и научной работе. В 1983 г. окончил факультет пилотируемых летательных аппаратов и силовых установок Рижского высшего военного авиационного инженерного училища им. Я. Алксниса. В 1990 г. защитил в РВВАИУ им. Я. Алксниса кандидатскую диссертацию по теме "Методика оценки влияния динамики основных каналов САУ на эффективность ликвидации срывных режимов работы современного ТРДФсм".

**Рябчун Илья Петрович** – заведующий кафедрой общеобразовательных дисциплин Краснодарского военного авиационного института. В 1972 г. окончил электромеханический факультет Новосибирского электротехнического института. В 1983 г. защитил в Челябинском институте механизации и электрификации кандидатскую диссертацию по теме "Система автоматического регулирования параметров микроклимата".



## ХРОНИКА

### V-я Международная конференция по электромеханике, электротехнологии и электроматериаловедению "МКЭЭ-2003"

V-я Международная конференция по электромеханике, электротехнологии и электроматериаловедению "МКЭЭ-2003" прошла с 22 по 27 сентября 2003 г. Организаторы конференции: Министерство общего и профессионального образования РФ, МЭИ (ТУ), АЭН РФ, АО "ВНИИКП", Институт общей физики РАН (ИОФАН), Международная академия электротехнических наук (МАЭН), Institute of electrical and electronics engineers (IEEE), Московский институт стали и сплавов, МФТИ, Симферопольский национальный таврический университет им. акад. В.И. Вернадского, Фонд содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере, НИЦ интеллектуальной собственности Минобразования РФ (ФГНУ "ИНТЕС"), Таврический экологический институт.

В конференции приняли участие представители 68 высших учебных заведений, 12 академий наук, 20 отраслевых научно-исследовательских

институтов, 42 производственных объединений из России и 10 стран дальнего и ближнего зарубежья (Великобритания, Италии, Швейцарии, Польши, Мали, Украины, Армении, Казахстана, Азербайджана, Литвы).

На девяти секциях и четырех подсекциях были сделаны 192 доклада.

На пленарном заседании особый интерес вызвал доклад профессора В.В.Лучинина (СПбГЭУ), посвященный вопросам современной микро- и нанотехнологии. Разработка новых технологий производства наноразмерных объектов требует дальнейшей миниатюризации структурных элементов, серьезных исследований и разработок наноматериалов. Для создания таких технологий необходимо дальнейшее развитие химии твёрдого тела, как науки о наноматериалах электронной техники, и теоретическое моделирование сложных процессов, происходящих в низкоразмерных твердотельных структурах.

На одной из основных секций "Физические основы электроматериаловедения" (подсекции диэлектрические, полупроводниковые, сверхпроводниковые, магнитные материалы и кабельные изделия) активно дискутировались новые подходы к созданию, исследованию и применению электроизоляционных, полупроводниковых и магнитных материалов и элементов электромеханических систем. Продолжалось заинтересованное обсуждение вопросов нанотехнологии и наноматериалов в перспективных разработках новых поглощающих покрытий. Много внимания было уделено исследованиям микроволновой керамики с высокой диэлектрической проницаемостью.

На подсекции "Магнитные материалы и компоненты" повышенный интерес был проявлен к докладам о материалах с гигантским магнитным сопротивлением и материалах со свойствами радиопоглощения. В центре внимания были также вопросы исследований магнитных взаимодействий в системе микрокристаллов на межчастичном уровне микроволновых поглощающих покрытий.

Секции "Электромеханика" и "Электрические приводы и системы" на конференции были самыми представительными по числу докладов. Большой интерес вызвали доклады, посвященные разработке и применению многофазных асинхронных двигателей и трансформаторов, вентильных индукторных двигателей, бесконтактных моментных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов, управляемых подмагничиванием электромагнитных реакторов, линейных электродвигателей, высокогооборотных генераторов. Особое внимание уделялось методам математического моделирования электромеханических преобразователей и их систем, проблематике векторного, частотного и цифрового управления при использовании современной электроники с целью достижения высокой надежности и лучших потребительских свойств, более низких производственных затрат. Было отмечено, что новые магнитные методы управления в сочетании с оригинальными конструкциями способствуют прорывному развитию электромеханики. В ряде докладов были изложены результаты поисковых исследований и конструкторских проработок нетрадиционных электромеханических устройств и преобразователей (как силовых, так и информационных) с применением двух- и трёхмерного компьютерного моделирования новых кабельных, керами-

ческих и ферромагнитных материалов, высокоэнергетических постоянных магнитов. Исследования показали, что совместно с новыми методами цифрового управления и прогрессивной стратегией оптимизации можно в большинстве случаев удовлетворить требованиям атомной, радиолокационной, лазерной, тяговой, медицинской, навигационной, судовой, энергетической, металлургической, металлообрабатывающей и других отраслей техники при достижении более высокого качества.

На секции "Электротехнологии" в центре внимания было сообщение профессора С.Лупи (Италия) о исследованиях в Падуанском университете, посвященных экспериментальному изучению тепловых и энергетических характеристик электроконтактного нагрева криволинейных цилиндрических изделий.

На секции "Электрические аппараты и силая электроника" вызвали оживленную дискуссию доклады, посвященные актуальной тематике регулирования качества электроэнергии и методов расчета магнитных полей.

Большой интерес участников конференции был проявлен к работе секции "Современная математика и ее применение в электротехнике". Обсуждалась одна из актуальных проблем современной математики: получение стохастических аналогов для детерминированных моделей математической физики и исследования их корректности. Участники конференции отметили, что предложенные модели имеют широкий спектр приложений, начиная от расчета погрешностей определения потенциала электрического поля и кончая практически важными для промышленности результатами обработки экспериментальных данных при грави- и электроразведке полезных ископаемых. Дискуссия способствовала формированию планов дальнейших исследований в области применения математических методов в электромеханике и электротехнологии.

Конференция проходила в атмосфере деловой заинтересованности, дискуссии. Диалоги содержали критические замечания, предложения и дополнения.

В ходе работы "МКЭЭ-2003" были определены крупные проблемы из числа названных, нуждающиеся в дальнейшей разработке и перспективных для инвестиций.

Следующая "Международная конференция по электротехнике, электротехнологии и электроматериаловедению" состоится в сентябре 2005 г.

## Правила оформления статей, направляемых в журнал "Электротехника"

1. Объём статьи не должен превышать **12 страниц текста**, отпечатанного на машинке или набранного на компьютере **через 2 интервала** с полями 2-3 см, и иметь **не более 5 рисунков**.

2. В статье должны быть: введение, сформулирована постановка задачи, изложено содержание работы, показана достоверность результатов, приведены выводы, рекомендации и эффективность.

К статье должна быть приложена аннотация (2-3 предложения) на русском и английском языках. Название статьи также следует дать на русском и английском языках.

3. Статья должна сопровождаться письмом автора или организации (если она упоминается) с просьбой о публикации и сведениями об авторах. Необходимо привести фамилии, имена и отчества всех авторов полностью, домашние адреса с почтовыми индексами, номера домашнего и служебного телефонов, место работы, учёное звание и степень, какой факультет, какого вуза и когда закончен, тему диссертации и год ее защиты. Можно приложить фотографии авторов.

Желательно, чтобы число авторов **не превышало пяти**. Фамилии лиц, принимавших участие в работе, можно дать в сноске.

4. Формулы должны быть четко вписаны от руки или набраны на компьютере (крупно) в отдельные строчки (а не в текст). Прописные (заглавные) буквы подчеркиваются карандашом двумя черточками снизу, а строчные (малые) - двумя черточками сверху. 0 (ноль) и цифра 3 (три) поясняются на полях простым карандашом. Индексы показываются простым карандашом.

5. Таблицы не должны быть громоздкими, все наименования необходимо писать без сокращения слов, за исключением единиц измерения. Численные значения величин в таблице, на рисунках и в тексте статьи должны быть в единицах измерения СИ.

6. Чертежи, графики, диаграммы и т.д. должны быть выполнены четко. Возможно изготовление рисунков с помощью компьютера. Условные обозначения на самом рисунке должны быть предельно краткими и общеупотребительными. Расшифровка условных обозначений и подписи к рисункам (не громоздкие) даются на отдельном листе.

Фотографии к статье (в двух экземплярах) должны быть отпечатаны на белой матовой бумаге (размером не менее 9×12 см), изображение должно быть контрастным, с хорошо проработанными деталями. Все обозначения ставятся на отдельном экземпляре.

7. Список литературы приводится в конце статьи, в порядке последовательности ссылок в тексте. Ссылки на литературу заключаются в квадратные скобки.

Для книг должны быть указаны: фамилия и инициалы всех авторов, название книг, город, издательство, год выпуска. Для журнальной статьи: фамилия и инициалы всех авторов, название статьи, журнала, год издания, номер журнала (том), страницы. Для сборников и продолжающихся изданий: фамилия и инициалы всех авторов конкретной статьи, ее название, название сборника или издания, город, издательство, год, выпуск, страницы.

В список литературы не должны включаться неопубликованные материалы, материалы для служебного пользования, а также малораспространенные издания и материалы, отпечатанные литографическим способом, и т.д.

8. Статью в двух экземплярах следует высыпать в редакцию простой или заказной бандеролью.

9. К статье желательно приложить дискету с набранным текстом в одной из предлагаемых программ: LEXICON, WORD 2.1–7.0, Office 95, PAGE MAKER 5.0–6.5.