

# Электротехника

5 1993

Энергоатомиздат

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В. Д.**

**АЛЕКСАНДРОВ Г. Н., БУЛАТОВ О. Г., ИЛЬИНСКИЙ Н. Ф., КОВАЛЕВ Ф. И., КОЗЛОВ В. Б.,  
КОПЫЛОВ И. П., КОРОТКОВ Г. С., КУБАРЕВ Л. П., ЛУРЬЕ А. И., ОБОЛЕНСКИЙ Н. А.,  
ОРЛОВ Е. Г., ПЕШКОВ И. Б., ПОДАРУЕВ А. И., ПОЗДЕЕВ А. Д., ПОПОВ А. Н., ПОПОВ В. В.,  
ПРЕСНОВ Ю. Л., РУСАКОВ В. Г. (зам. главного редактора), СУВОРОВ Н. И., ТРУБАЧЕВ С. Г.,  
ЮНЬКОВ М. Г.**

Редактор отдела **Кунавина О. В.**

Адрес редакции: 123242, Москва, Д-242, Зоологическая ул., 11, комн. 212  
Телефон: 254-11-52

Вологодская областная универсальная научная библиотека  
[www.booksite.ru](#)



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ  
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ  
ИЗДАЕТСЯ ПРИ СОДЕЙСТВИИ АССОЦИАЦИИ  
ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ  
И АССОЦИАЦИИ "АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ  
ЭЛЕКТРОПРИВОД"

ИЗДАЕТСЯ С ЯНВАРЯ 1930 ГОДА

№ 5 МАЙ 1993

## СОДЕРЖАНИЕ

### СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА В УСТРОЙСТВАХ ПОДВИЖНОГО СОСТАВА

Путилов Э. П., Головченко В. А. Электровозы НПО "НЭВЗ" сегодня и завтра . . . . .	2
Баранкевич В. И., Васильев С. Н., Горностаев С. В., Иньков Ю. М., Литовченко В. В., Петров В. А., Солодунов А. М., Шаров В. А. Тяговый электропривод перспективных пригородных электропоездов с асинхронными двигателями . . . . .	7
Браташ В. А., Варченко В. К., Жабоев М. Н., Иньков Ю. М., Озеров М. И., Косинцев В. А., Чумак В. В. Рудничный контактный электровоз с тиристорным регулированием . . . . .	10
Синчук О. Н., Афанасьев Е. В., Афанасьева М. Г., Хаттабиб Н. Повышение эффективности функционирования тиристорных импульсных регуляторов напряжения электропривода рудничных электровозов . . . . .	11
Варченко В. К., Иньков Ю. М., Озеров В. И., Озеров М. И., Чумак В. В. Локомотивный источник питания для централизованного электроснабжения вагонов пассажирских поездов . . . . .	14
Озеров В. И., Озеров М. И., Ротанов В. Н., Чумак В. В. Применение непосредственных преобразователей частоты в тяговых электроприводах . . . . .	18
Синчук О. Н., Артапевич Н. М., Гузов Э. С., Беридзе Т. М. К вопросу помехоподавления в каналах высокочастотной связи рудничной электровозной откатки .	21
Литовченко В. В. Определение энергетических показателей электроподвижного состава переменного тока с $4q-S$ -преобразователями . . . . .	23
Антохин В. М., Иньков Ю. М. Гармонический состав потребляемого тока и характеристики двухмостовых выпрямителей . . . . .	31
Жабоев М. Н., Озеров М. И., Косинцев В. А., Чумак В. В. Возможности совершенствования тягового привода контактных рудничных электровозов . . . . .	38

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Орлов В. И., Повстяной Ю. П., Яковлев М. М. . . . .	40
Юргенсон Т. С. Виброгасящий подшипниковый узел специального асинхронного двигателя . . . . .	40
Артамонов В. Ю., Маринин Ю. С., Мошнинский Ю. А., Бессмертных Н. А. Разработка асинхронных двигателей торцевого исполнения с короткозамкнутым ротором с малым уровнем вибраций . . . . .	44

### ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

Фоминых Ю. А., Кузнецов В. И. Вибрации контактов ма- ломасляных выключателей . . . . .	47
у Вэй-Хань, Хэ Цзин-Лян. Токи, протекающие через ОПН при ударах молнии в опоры ЛЭП . . . . .	50
Аракелян В. Г. Предотвращение конденсации влаги в эле- газовом электрооборудовании . . . . .	54
Исламова В. И., Юлдашев А. К., Султанов С., Кудратиллаев А. С. Стендовые исследования теплового режима нелинейных резисторов ОПН-110 . . . . .	57

### ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Аринушкин В. И., Гейфман Е. М., Ременок А. Д., Тол- стобров М. Г., Чибиркин В. В. Исследование образова-ния и отжига радиационных дефектов в силовых полу- проводниковых приборах при электронном облучении .	60
---	----

### ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

Быков А. И., Васильев С. З., Маергойз И. И. Получение очищенного экзогаза . . . . .	63
---	----

### ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

Лямец Ю. Я., Сидиряков Е. В. Минимизация числа опе- раций в программируемых измерительных органах релейной защиты . . . . .	66
Петков А. А. Расчет параметрической надежности генера- . . . . .	69

# СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА В УСТРОЙСТВАХ ПОДВИЖНОГО СОСТАВА

УДК 629.423.1:338.26"313"

## ЭЛЕКТРОВОЗЫ НПО "НЭВЗ" СЕГОДНЯ И ЗАВТРА

Э. П. ПУТИЛОВ, В. А. ГОЛОВЧЕНКО

Новочеркасский электровозостроительный завод (НПО "НЭВЗ") – крупное предприятие тяжелого транспортного машиностроения с электротехническим профилем, отличающееся сложным комплексом технологических процессов и наличием следующих производств: электромашинного, аппаратного, радиомонтажного, механообрабатывающего, кузовного, тележечного, кузнецкого, сварочного, изоляционного, окрасочного, сборочного, металлургического, инструментального, переработки пластмасс.

Производства оснащены современным специализированным оборудованием, обрабатывающими центрами, станками с ЧПУ, испытательными стендаами. Для управления заводом используются ВЦ, компьютерные сети и рабочие места с ПВМ.

Примерно три четверти стоимости изготовленных электровозов формируется в цехах завода. Завод изготавливает кузов с ходовой частью, тяговые электродвигатели, электронную аппаратуру для систем управления, электрические аппараты и т. д. При этом обеспечивает себя стальным, чугунным литьем и поковками, штамповками, деталями из пластмасс.

Научно-производственным объединением "НЭВЗ" выпущено более 15 000 магистральных электровозов и 400 промышленных тяговых агрегатов (электровоз, тепловоз и думпкар). Заводом изготовлены электровозы следующих модификаций: на внутренний рынок ВЛ 60 – около 3000 шт., ВЛ 80 – около 6000 шт., ВЛ 85 – 250 шт.; на экспорт Sr1 – 110 шт. (Финляндия), ET42 – 50 шт. (Польша), 8G – 100 шт. (КНР).

Новочеркасскими электровозостроителями накоплен значительный опыт разработки и создания электровозов для магистральных железных дорог и промышленных электровозов. Отличительной особенностью электровозов НЭВЗ, привлекающей зарубежных заказчиков, является высокая надежность их работы. Электровозы НЭВЗ спроектированы для эксплуатации в экстремальных условиях. Находящийся в серийном производстве электровоз ВЛ85 предназначен для работы в жестких климатических условиях при температуре от

+50 до –60 °С. Постановкой на серийное производство этого электровоза НПО "НЭВЗ" выполнил типажный ряд, определявший выпуск электровозов на период с 1982 по 1990 гг.

В прошедший период времени производство НЭВЗ было настроено на выпуск больших серий электровозов одного типа. Требовалось локомотивы для вождения тяжеловесных поездов с сравнительно небольшой скоростью. Приступая к планированию нового типажного ряда электровозов, необходимо учесть, что новый электроподвижной состав (ЭПС) должен соответствовать требованиям министерств путей сообщения России и возникших суверенных стран. Возникла необходимость организации разработки и производства большого количества разных типов электровозов небольшими (100–200 шт.) сериями.

Перспективный типажный ряд электровозов представлен в табл. 1, 2. Электровозы исполняются в габарите 1 т ГОСТ 9238-83. Конструкция электровозов максимально унифицирована по механической и электрической частям. Унификация электрооборудования электровозов с коллекторным тяговым электроприводом составляет 85 %. Широко используется принцип модульности. Системы автоматического управления построены на базе микропроцессоров.

Электровоз ВЛ80СМ намечен в серийное производство вместо электровоза ВЛ80С в первом полугодии 1993 г. На электровозе установлены тяговые двигатели (ТД) НБ514 вместо НБ418Кб. Увеличено число позиций регулирования до 36. Схема регулирования напряжения на ТД выполнена без встречного включения обмоток трансформатора. Перечисленные изменения в электрической схеме, в совокупности с изменениями в механической части (применены тележки с наклонными тягами), повысили использование силы тяги электровоза при работе на пределе по сцеплению на 5–7 %.

Тяговые двигатели, выпрямительные установки, трансформаторы, сглаживающие реакторы имеют новые, современные конструкции, которые позволили сократить потери мощности в них, а более экономичная система вентиляции дала возможность уменьшить затраты электроэнергии на собственные нужды и повысить КПД электровоза на 2 %, что обеспечит в эксплуатации ежегодную экономию 0,833 млн. кВт·ч электроэнергии в расчете на один электровоз.

Условия работы локомотивных бригад приведены в соответствие со стандартами на санитарно-гигиенические нормы.

В 1992 г. изготовлено три опытных образца для всесторонних испытаний.

Электровоз ВЛ65 создан на унифицированной базе механической части одной секции электровоза ВЛ85 с добавлением второй кабины. Передача тягового и тормозного усилия с тележки к кузову с помощью наклонных тяг. Регулирование напря-

Таблица 1

## Электровозы с коллекторным тяговым электроприводом

Тип электровоза	ВЛ80СМ	ВЛ65	В65П	ВЛ85М	ВЛ88	ВЛ89	ВЛ14	ВЛ13	ВЛ15Н	ВЛ24	ВЛ48
Система тока	25 кВ, 50 Гц	25 кВ, 50 Гц	25 кВ, 50 Гц	25 кВ, 50 Гц	25 кВ, 50 Гц	25 кВ, 50 Гц	3 кВ	3 кВ	3 кВ	3 кВ	3 кВ
Осевая формула	$2(2 - 0 - 2)_0$	$2 - 2 - 0_0$	$2 - 2 - 0_0$	$2(2 - 0 - 2)_0$	$2(2 - 0 - 2)_0$	$2(2 - 0 - 2)_0$	$2(2 - 0 - 2)_0$	$2(2 - 0 - 2)_0$	$2(2 - 0 - 2)_0$	$2(2 - 0 - 2)_0$	$2(2 - 0 - 2)_0$
Конструкционная скорость, км/ч	110	120	160	120	110	160	100	120	110	160	100
Длительная мощность, кВт	6520	5010	5010	10 000	6600	7000	4000	6000	9000	6400	4000
Длительная сила тяги, кН	440	220	220	678	452	271	460	314	650	241	460
Электрическое торможение	Реостатное				Рекуперативное		Реостатно-рекуперативное		Рекуперативное		Реостатно-рекуперативное
Подвешивание тягового двигателя	Опорно-осевое	Опорно-осевое	Опорно-рамное	Опорно-рамное	Два исполнения	Опорно-рамное	Опорно-осевое	Опорно-исполнения	Опорно-рамное	Опорно-осевое	
Нагрузка от колесной пары на рельс, кН	235	225	225	225	205	205	225	213	215	205	225
КПД	0,885	0,86	0,86	0,86	0,87	0,87	0,86	0,9	0,9	0,9	0,9

Таблица 2

## Электровозы с бесколлекторным тяговым электроприводом

Тип электровоза	ВЛ121	ВЛ122	ВЛ90	ВЛ91	ВЛ120	ВЛ21	ВЛ92	ВЛ25
Система тока	25 кВ, 50 Гц	25 кВ, 50 Гц	25 кВ, 50 Гц	25 кВ, 50 Гц	3 кВ	3 кВ	25 кВ, 50 Гц, 3 кВ	3 кВ
Осевая формула	$2(2_0 - 2_0 - 2_0)$	$2(2_0 - 2_0 - 2_0)$	$2(2_0 - 2_0 - 2_0)$	$2(2_0 - 2_0 - 2_0)$	$2(2_0 - 2_0 - 2_0)$	$2(2_0 - 2_0 - 2_0)$	$2(2_0 - 2_0 - 2_0)$	$2(2_0 - 2_0 - 2_0)$
Конструкционная скорость, км/ч	110	120	160	110 120	110 120	110 120	120	160
Длительная мощность, кВт	12 000	13 000	9000	9000	8000	12 000	8000	9000
Длительная сила тяги, кН	765	726	275	510	500	765	485	275
Электрическое торможение				Рекуперативное				
Подвешивание тягового двигателя	Два исполнения	Опорно-рамное	Опорно-рамное	Два исполнения	Два исполнения	Два исполнения	Опорно-рамное	Опорно-рамное
Нагрузка колесной пары на рельс, кН	225	225	205	235	235	225	235	205
КПД	0,86	0,86	0,87	0,85	0,9	0,9	0,86	0,9

жения на ТД ИБ 514 плавное, тиристорным преобразователем. Электрическое торможение рекуперативное и обеспечивает возврат в контактную сеть в средних эксплуатационных условиях до 5 % электроэнергии, потребляемой на тягу поездов, и до 14 % — на тяжелом продольном профиле пути. Система управления предусматривает ручное и автоматическое управление электровозом.

Электровоз может вести поезд из 32 пассажирских вагонов или грузовой поезд массой 2000 т на подъеме 9 ‰ со скоростью 90 км/ч, состав из 20 пассажирских вагонов — со скоростью 120 км/ч, а грузовой состав массой 3000 т с номинальной скоростью 50 км/ч.

Два опытных электровоза ВЛ65 выпущены в ноябре 1992 г. для проведения всесторонних испытаний. Предварительные испытания на обкатном кольце НЭВЗ подтверждают проектные характеристики. Начало серийного производства намечено на 1993 г.

В производстве находится опытный пассажирский электровоз переменного тока ВЛ-65П, на

котором будет установлен тяговый привод с опорно-рамным креплением тягового двигателя. Тяговый редуктор будет иметь опорно-осевое подвешивание. Опорно-рамный привод разработан ВЭлНИИ и рекомендован комиссией МПС России для стендовых испытаний и изготовления опытного образца.

При положительных результатах испытаний опорно-рамный привод будет устанавливаться на пассажирских электровозах с конструкционной скоростью до 160 км/ч.

На электровозах с КТЭП постоянного тока устанавливаются более мощные ТД (по сравнению с ВЛ11), применяются пусковые резисторы ленточного типа, в аварийных режимах при выходе из строя быстродействующего выключателя на одной секции питание вспомогательных машин обеспечивается от работающей секции. Предусматривается максимальная унификация силовой и низковольтной аппаратуры, а также вспомогательных систем. На электровозе будут установлены трехфазные вспомогательные машины переменного тока АНЭ-

#### Параметры универсальных электровозов для Европейских железных дорог разработки 80-х годов

Серия	E120	E117	EA3000	1146
Управление ж. д.	Гос. ж. д. ФРГ	Норвежские гос. ж. д.	Датские гос. ж. д.	Австрийские федерат. ж. д.
Система тока	15 кВ, 16 2/3 Гц	15 кВ, 16 2/3 Гц	25 кВ, 50 Гц	15 кВ, 16 2/3 Гц; 25 кВ, 50 Гц
Осевая формула	Bo'Bo'	Bo'Bo'	Bo'Bo'	Bo'Bo'
Начало эксплуатации, год	1979/1987	1982	1984	1987
Конструкционная скорость, км/ч	160/200	160	160	140
Длительная мощность, кВт	5000	3000	4000	2000
Длительная сила тяги, кН	252/215	196	198	120
Номинальная скорость, км/ч	80/90	55	70	60
Кратковременная мощность, кВт		3400		
Максимальная сила тяги, кН	340/290	240	200	229
Длина по буферам, мм	19,2	16,3	19,38	16,23
Служебный вес, т	84,0	64,0	80,0	73,0
Масса механической части, т	37,0	30,4	39,7	39,0
Масса электрической части, т	47,0	33,6	40,3	34,0
Конструкция тягового двигателя	3 A*	3 A	3 A	3 A
Масса ТД, т	2400	1655	1950	2400
Передаточное отношение	4,81/4,12	4,57	4,82	2,205
Управление	Импульсный инвертор			
Электрическое торможение	Рекуперативное	Рекуперативное и реостатное		Рекуперативное

\* 3 A — асинхронный трехфазный тяговый двигатель; 3 С — синхронный трехфазный тяговый двигатель.

225. Для этого разрабатывается инвертор напряжения с системой управления, обеспечивающий преобразование постоянного напряжения 3000 В в регулируемое трехфазное переменное напряжение 380 В регулируемой частоты.

На электровозе также устанавливается статический преобразователь для питания обмоток возбуждения тяговых двигателей в режиме рекуперативного торможения.

Начало серийного выпуска электровозов постоянного тока намечено на 1994 г.

Маневрово-вывозные электровозы ВЛ44 и ВЛ48 будут оборудованы автономными источниками питания (аккумуляторными батареями).

Технический уровень ЭПС определяется существующей технологией и финансовыми возможностями заказчика. Коллекторный тяговый электропривод (КТЭП) хорошо разработан. Экономическая эффективность ЭПС с этим приводом выше, чем у дорогостоящего электрооборудования ЭПС с бесколлекторным тяговым электроприводом (БТЭП).

Для сравнения, один из наиболее мощных электровозов с КТЭП фирмы "GEC-Alsthom" класса 91 для Британских железных дорог имеет 28 силовых полупроводниковых приборов (СПП). В то время как электровоз этой же фирмы с БТЭП и синхронными (вентильными) ТД ВВ26000 Sybic мощностью 5600 кВт – 96 СПП, а электровоз с асинхронными ТД серии Е120 той же мощности – 480 СПП. Вместе с тем экономические оценки западных железных дорог, основанные на расходах за весь срок службы, устанавливают, что снижение затрат на обслуживание ТД компенсирует более высокую первоначальную стоимость ЭПС с БТЭП, при одинаковой надежности электрооборудования. Таким образом, вопрос внедрения ЭПС с БТЭП находится в области технологии.

Ключом к широкому внедрению ЭПС с БТЭП на железных дорогах западных стран послужило появление выключаемых тиристоров (GTO-тиристоры), рассчитанных на ток 3000 А и напряжение 4,5 кВ, и систем автоматического управления на базе микропроцессоров с широким применением

Таблица 3

RE4/4	BB26000	E402	1822	RE4/445	S 252
Ж. д. ВТ/SZU	Национальные общество. ж. д. Франции	Итальянские гос. ж. д.	Австрийские федерат. ж. д.	Швейцарские федерат. ж. д.	Испанские ж. д. (разработчики: Германия, Швеция, Испания)
15 кВ, 162/3 Гц	25 кВ, 50 Гц, 1,5 кВ±	3,0 кВ±	15 кВ, 162/3 Гц, 3,0 кВ±	15 кВ, 162/3 Гц, 3 кВ	25 кВ, 50 Гц, 3,0 кВ±
Bo'Bo'	Bo'Bo'	Bo'Bo'	Bo'Bo'	Bo'Bo'	Bo'Bo'
1987	1988	1988	1990	Стадия окончания проекта	1991
130	200	220	160	230	220
3000	5000	5600	4200	4800	5600
240	220	140	350	275	290
48	90	135	62	80	70
3200		6000	4300	5000 на-1	
240	320	264	280	275	300
16,6	17,71	18,44	18,6	19,5	20,38
68,0	90,0	82,0	82,0	87,87	88±2 %
30,5		45,0	39,0	43,0	43,6
37,5		37,0	43,0	44,87	44,0
3 А	3 С	3 А	3 А	3 А	3 А
1646	6400	2800	2100	2400	2400
6,050		3,59	5,04	3,667	4,12
Импульсный инвертор тиристорный GTO	Автоматический инвертор тока	Импульсный инвертор	Импульсный инвертор тиристорный GTO	Импульсный инвертор тиристорный GTO, масляное охлаждение	Импульсный инвертор тиристорный GTO, испарительное охлаждение
				Рекуперативное	Рекуперативное и реостатное

диагностики оборудования электровоза. Это привело к значительному сокращению числа СПП на электровозе. Электровоз фирмы АВВ серии 2000 мощностью 6100 кВт имеет 144 СПП. Примерно такое же количество СПП и на двухсистемном электровозе для испанских железных дорог RENFE типа S252.

На новом ЭПС западных электровозостроительных фирм практически везде применены в качестве тяговых асинхронные двигатели (табл. 3). Исключением являются французские электровозы BB26000 Sybic и скоростные TGV-Atlantique.

Специалисты НПО "НЭВЗ" накопили достаточный опыт разработки и производства электровозов с БТЭП как с асинхронными, так и с синхронными (вентильными) ТД. Были изготовлены и прошли испытания электровозы ВЛ80В с вентильными ТД, электровоз ВЛ80А с асинхронными ТД. Был разработан и проверен в эксплуатации созданный совместно с фирмой "Strömberg" 12-осный электровоз с асинхронными ТД. Преобразователь четырехквадрантный тиристорный.

Электровоз с синхронными ТД типа ВЛ120 разрабатывается на отечественной элементной базе ТД мощностью 1200 кВт. Прорабатываются варианты воздушного, масляного, термосифонного охлаждения тиристорных преобразователей. Основное назначение — мощные грузовые электровозы переменного и постоянного тока.

Электровозы с асинхронными ТД типа ВЛ121 находятся в стадии проработки. Главная сложность — отсутствие выключаемых тиристоров с

требуемыми характеристиками и силовых конденсаторов.

Электровоз с асинхронными ТД типа ВЛ20 постоянного тока создается на отечественных тиристорах на основе оригинальной схемы тиристорного преобразователя частоты.

Электровоз двойного питания ВЛ92 предполагается изготавливать на основе унифицированного бесколлекторного тягового электропривода.

Для высокоскоростного наземного железнодорожного транспорта тяговый электропривод разрабатывается на основе бесколлекторных тяговых двигателей.

Специалистами НПО "НЭВЗ" (ВЭЛНИИ) проведена предэскизная работа с электровозом ЭН300 для высокоскоростного поезда. Поезд включает в себя две пары четырехосных электровозных секций, расположенных по концам поезда и 10 двухэтажных или 12 одноэтажных пассажирских вагонов. Возможен вариант замены пары четырехосных электровозных секций одним электровозом на двух четырехосных тележках.

Основные технические параметры электровоза ЭН300 и некоторых зарубежных аналогов приведены в табл. 4, из которой видно, что электровоз ЭН300 близок к зарубежным аналогам. Этот электровоз проектируется на вождение поездов с повышенной вместимостью. По показателю "населенность" превосходит поезд с электровозной тягой и уступает только мотор-вагонным поездам серий 300 и 500 (Супер Хикари) производства Японии.

Таблица 4

Высокоскоростные электровозы

Страна	Тип	Начало эксплуатации, год	Максимальная эксплуатационная скорость, км/ч	Конструционная скорость, км/ч	Система тока		Мощность ТД, кВт	Мощность продольжительного режима, кВт	Удельная мощность, кВт/т	Масса локомотива, т	Составность	Число мест
					переменного	постоянного						
Франция	TGV-A	1989	300/200	350	25 кВ, 50 Гц	1,5 кВ	1100	8800	17,65	2×68	1т+ +10п+ +1т	485
	TGV-2N	1992	300/200	350	25 кВ, 50 Гц	1,5 кВ	1100	8800	20,25	2×68	1т+8п+ +1т	545
Германия	ICE	1991	250	350	15 кВ, 162/3 Гц	—	1200	9600	16,65	2×78	1т+8п+ +1т	399
	ICE-M	Проект	300/220	350	25 кВ, 50 Гц 162/3 Гц	3 кВ 1,5 кВ	1040	8300	17,08	2×68	1т+6п+ +1т	377
Италия	ETR-500	1992	275	350	—	3 кВ	1100	8000	17,2	2×72	1т+8п+ +1т	476
Россия	ЭН300	Проект	300/200	350	25 кВ, 50 Гц	3 кВ	1100	17 600	18,9	4×72	2т+ +12п+ +2т	1200

В ПО "НЭВЗ" продолжаются поисковые научно-исследовательские работы по проблеме высокоскоростного транспорта с линейным электроприводом и магнитной подвеской.

Конструкции новых базовых электровозов разрабатываются с учетом последних достижений науки и техники, что обеспечит им высокий технический уровень. Базовые модели уменьшают расход электроэнергии, повышают межремонтный пробег, снижают эксплуатационные расходы на техническое обслуживание и ремонт, улучшают условия труда локомотивных и ремонтных бригад. На базе этих универсальных моделей будут выпускаться электровозы, отличающиеся родом тока, конструкцией силовой передачи, видом электрического торможения, шириной колеи, предназначенные для железных дорог любой страны мира, а также для работ в различных отраслях промышленности таких как горнообрабатывающая, металлургическая.

УДК 62-83:621.333.3.001.5

## ТАГОВЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРСПЕКТИВНЫХ ПРИГОРОДНЫХ ЭЛЕКТРОПОЕЗДОВ С АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

В. И. БАРАНКЕВИЧ, С. Н. ВАСИЛЬЕВ,  
С. В. ГОРНОСТАЕВ, Ю. М. ИНЬКОВ,  
В. В. ЛИТОВЧЕНКО, В. А. ПЕТРОВ,  
А. М. СОЛОДУНОВ, В. А. ШАРОВ

В связи с намечающимся бурным развитием пригородных зон крупных городов, ростом цен на энергоносители следует ожидать резкого увеличения пассажиропотоков в пригородном сообщении и, как следствие, необходимости увеличения пропускной способности пригородных железнодорожных участков. Существующий парк электропоездов уже сегодня не способен обслужить требуемые пассажиропотоки. Использование на эксплуатируемых электропоездах в качестве тяговых двигателей электрических машин постоянного (пульсирующего) тока практически исчерпало свои возможности в части повышения единичной мощности, приходящейся на тяговую ось моторного вагона.

На рис. 1 для примера приведены результаты тяговых расчетов движения электропоезда на расчетном перегоне длиной 3 км с максимальной скоростью движения 120 км/ч, традиционной для пригородных поездов схемой формирования из двухвагонных секций (М-моторный и П-прицепной вагоны) и нагрузкой на ось моторного вагона 17 т. При этом принималось, что предельные тяговая и

тормозная характеристики ограничены силами сцепления колес с рельсами при изменении скорости от 0 до 60 км/ч, а при скоростях более 60 км/ч — предельной мощностью, соответствующей скорости 60 км/ч.

Как видно из приведенных результатов, максимальная мощность, развиваемая тяговым двигателем, в этом случае достигает почти 500 кВт. При этом номинальная, тепловая мощность тягового двигателя с учетом выбега и стоянок на остановочных пунктах должна составлять 350–380 кВт, что более чем в 1,5 раза превышает мощность коллекторных тяговых двигателей существующих электропоездов.

Совершенствование тягового электропривода электропоездов в развитых странах мира идет по пути широкого внедрения силовой и информационной электроники, что открывает новые возможности для применения на перспективных электропоездах асинхронных тяговых двигателей (АТД) с короткозамкнутым ротором, имеющих ряд преимуществ перед коллекторными. Согласно [1] АТД по сравнению с коллекторными машинами при одних и тех же массогабаритных показателях имеют мощность на 40–50 % выше. Коэффициент полезного действия АТД выше на 1,5–2 %. Степень использования активных материалов (оценивается по их удельному расходу на единицу полезной мощности) у коллекторных машин составляет 8–10 кг/кВт, а у АТД – 1,5–3 кг/кВт. Простота конструкции, отсутствие коллекторно-щеточного узла определяют высокую надежность АТД и низкую стоимость технического обслуживания при эксплуатации, что особенно важно для пригородных электропоездов. Применение АТД позволяет также уменьшить массу материалов, необходимых для изготовления механической части электропоезда. В свою очередь, снижение массы тележки, сокращение ее базы, а также уменьшение ее момента инерции способствует снижению воздействия

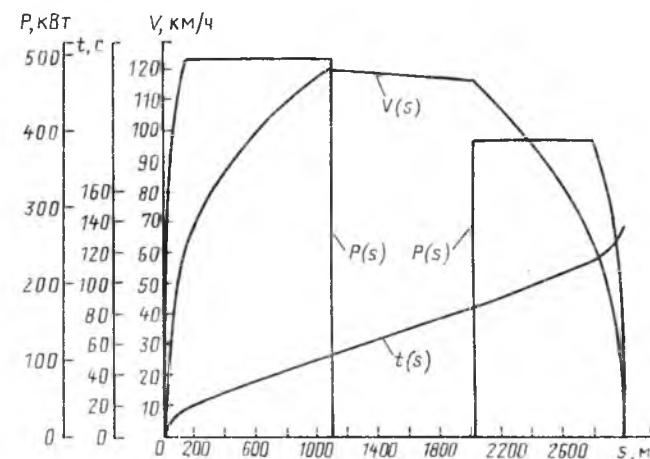


Рис. 1. Тяговые характеристики электропоезда при соотношении  $s(M + L)$  и ограничении мощности при  $V > 0,5V_{max}$

вия на путь, особенно при высоких скоростях движения. Одно из важнейших достоинств АТД – его высокое быстродействие – позволяет формировать жесткую тяговую характеристику и обеспечивает реализацию предельных по сцеплению сил тяги и торможения.

Таким образом, с учетом требований к приводу перспективных электропоездов в качестве тяговых двигателей может быть рекомендован асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором.

Свыше 70 % пригородных железнодорожных перевозок осуществляется в настоящее время на электрифицированных участках постоянного тока. При этом на долю Московской и Октябрьской железных дорог приходится, соответственно, около 35 % и 15 %, что обуславливает актуальность создания электропоезда постоянного тока с асинхронными двигателями.

Тяговый привод электропоезда постоянного тока с АТД требует обязательного применения преобразователя параметров электрической энергии, поступающей из контактной сети. Ключевое место в проблеме применения АТД занимают выбор принципиальной схемы преобразователя энергии, а также обеспечение устойчивой и эффективной работы тяговых двигателей во всех режимах. В качестве преобразователей могут применяться преобразователи тока или напряжения. Для частотно-регулируемого привода с асинхронными двигателями используют автономные инверторы напряжения (АИН) и автономные инверторы тока (АИТ). Для схем с АИН характерно применение быстродействующих тиристоров с временем выключения 50–63 мкс или запираемых тиристоров, быстровосстанавливающихся диодов с временем обратного восстановления до 10 мкс, частотных коммутирующих конденсаторов и коммутирующих реакторов с высокой добротностью для узлов принудительной конденсаторной коммутации. Тиристоры и диоды должны быть рассчитаны на импульсные токи, в 3–4 раза превышающие средние значения. Скорости нарастания напряжения могут достигать 500–1000 В/мкс, а скорости изменения тока – 50–100 А/мкс. Для ограничения скоростей изменения токов и напряжений необходимо применять специальные средства, которые могут в 1,5 раза увеличить повторяющиеся напряжения на тиристорах и диодах преобразователя.

Для схем с АИН характерно тяжелое протекание аварийных режимов при "опрокидывании", так как при этом конденсатор фильтра разряжается на аварийную фазу, а асинхронный двигатель переходит в режим трехфазного короткого замыкания со всеми вытекающими из этого последствиями. Простота схем тягового привода с использованием АИН встречает определенные трудности в обеспечении электромагнитной совместимости с системой энергоснабжения, сигнализации, связи и СЦБ. Так, масса фильтра (конденсаторов и реак-

тора) в 1,5–2 раза превышает массу непосредственно преобразователя частоты.

В схемах с АИТ могут использоваться тиристоры и диоды среднего и малого быстродействия со временем выключения тиристоров 300–500 мкс. Тиристоры и диоды нагружены прямоугольными импульсами тока с амплитудой, не превышающей среднего значения тока промежуточного звена постоянного тока. Скорость изменения прямого напряжения на тиристорах и обратного напряжения на диодах не превышает 10–50 В/мкс, а скорость изменения тока может быть ограничена 30–50 А/мкс. Коммутирующие конденсаторы могут быть среднечастотными со временем полного перезаряда 0,5–1,5 мс. Одним из основных недостатков схем с АИТ является наличие больших перенапряжений на элементах, превышающих в 2–3 раза напряжение на двигателе, что требует применения высоковольтных тиристоров, диодов и конденсаторов. Аварийные режимы в схеме с АИТ имеют более легкий характер протекания, так как включенный последовательно с инвертором реактор ограничивает скорость нарастания аварийного тока, а асинхронный двигатель не подвергается воздействию ударных токов короткого замыкания.

Хотя схема АИТ является предельно простой, для частотного регулирования необходим дополнительный входной преобразователь, что в целом усложняет преобразовательную установку. Наличие входного преобразователя хотя и увеличивает установленную мощность электрооборудования, тем не менее вносит в процесс преобразования энергии ряд положительных моментов: снижается или полностью устраняется влияние изменения напряжения в контактной сети на работу выходного преобразователя; снижается мешающее влияние выходного преобразователя на питающую сеть; имеется возможность понизить напряжение на выходных преобразователях, обеспечив наилучшее согласование напряжения в промежуточном звене с предельными параметрами элементов выходного преобразователя; упрощается решение вопросов защиты тягового привода от аварийных режимов. И хотя масса и габариты непосредственно преобразователя с АИТ больше, чем с АИН, суммарные массы электрооборудования при равной мощности нагрузки в двух вариантах оказываются практически равными.

В настоящее время отечественной промышленностью серийно выпускаются [2] полупроводниковые приборы (тиристоры, диоды) большой единичной мощности (предельные токи до 630–1250 А, повторяющиеся напряжения до 4000–5000 В) среднего быстродействия (время выключения 200–350 мкс). Быстродействующие приборы – тиристоры – характеризуются значительно меньшими значениями повторяющегося напряжения. Так, разработанные и выпускаемые НПО "Электровыпрямитель" (г. Саранск) асимметричные тиристоры на токи 1000 А и повторяю-

щееся напряжение 2800 В с временем выключения 50–60 мкс требуют обязательного последовательного соединения полупроводниковых приборов при их использовании в преобразователях частоты. Обеспечение надежной работы такой группы приборов является достаточно сложной задачей, не получившей своего удовлетворительного решения на электроподвижном составе, работающем от контактной сети постоянного тока.

Конденсаторное оборудование (коммутирующие и фильтровые конденсаторы), предназначенное для работы в условиях подвижного состава, характеризуется весьма ограниченной номенклатурой. Как правило, конденсаторы для преобразователей подвижного состава разрабатывались по специальным техническим требованиям для конкретных разработок. Поэтому серийно производимых типов коммутирующих конденсаторов для преобразователей, работающих от контактной сети постоянного напряжения 3 кВ, в настоящее время нет. Использование существующих фильтровых конденсаторов обязательно потребует их последовательного соединения. Разработка коммутирующих конденсаторов с частотой коммутации до 150–200 Гц является более легкой задачей, так как у всех разработанных коммутирующих конденсаторов время полного перезаряда ограничено, как правило, 200 мкс. С учетом наличия полупроводниковой элементной базы возможности разработки и изготовления конденсаторов с требуемыми параметрами, более легкого протекания аварийных процессов и относительной простоты создания систем защиты для электропоезда постоянного тока с АТД принимается схема преобразователя на основе АИТ. Для преодоления основного недостатка схем с АИТ – значительных перенапряжений на элементах схемы – могут быть приняты следующие технические решения. Так как перенапряжения зависят от индуктивности рассеяния двигателя и емкости коммутирующих конденсаторов, то одним из способов их снижения является уменьшение индуктивности рассеяния. Исполнение АТД в виде шестифазного (две трехфазные звезды, смешанные на 30°) уменьшает линейное напряжение каждой звезды и тем самым снижает напряжение на полупроводниковых приборах АИТ, что при использовании тиристоров 45–50 классов позволяет избежать их последовательного соединения. Кроме того, выполнение АТД с двумя трехфазными обмотками на статоре и питание их от АИТ, работающих со сдвигом на 30°, увеличивает в два раза частоту пульсаций электромагнитного момента и снижает приблизительно в два раза амплитуду этих пульсаций. В результате снижается воздействие тягового привода на механическую передачу. Одновременно уменьшается обратное воздействие преобразователя на тяговую сеть, что упрощает решение задачи электромагнитной совместимости с системой электроснабжения.

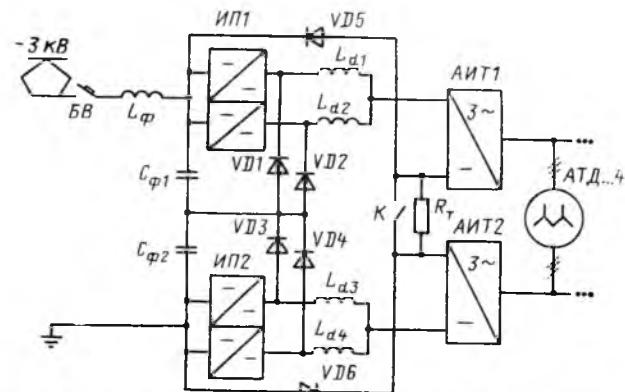


Рис. 2. Укрупненная схема силовых цепей моторного вагона электропоезда

Предлагается схема силовых цепей моторного вагона электропоезда, изложенная на рис. 2. Здесь преобразовательная установка выполнена по модульному принципу [3]. Модули рассчитаны на номинальное напряжение 1,5 кВ и соединены последовательно. Импульсные прерыватели (ИП1 и ИП2) выполнены двухфазными с разделительными реакторами и рассчитаны на частоту коммутаций в каждой фазе 300 Гц, что обеспечивает частоту пульсаций входного тока с учетом двух прерывателей, равную 2400 Гц. Снижение токовой нагрузки полупроводниковых приборов позволяет исключить их параллельное соединение. Напряжение регулируется импульсными преобразователями импульсным способом. Модули преобразователя содержат также диоды VD1–VD4 обратного тока и VD5, VD6 в цепи тока рекуперации. Входной фильтр состоит из реактора и конденсаторов C1 и C2. Приведенная схема силовых цепей моторного вагона обеспечивает работу электропривода в тяговом (контактор K замкнут) и в тормозном – "резисторно-рекуперативном" (контактор K разомкнут) режимах. Предлагаемая структура преобразователя может рассматриваться как основа для разработки унифицированного тягового электропривода перспективных электропоездов с питанием от контактной сети постоянного и переменного тока.

#### Список литературы

1. Концепция создания пригородных электропоездов с асинхронными тяговыми двигателями / Ю. М. Иньков, В. В. Литовченко, В. А. Шаров и др. // Перспективы развития электропоездов. Рига: Латвийское общество "Знание". 1991. С. 3–25.
2. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках / М. И. Абрамович, В. М. Бабайлов, В. Е. Либер и др. М.: Энергоатомиздат, 1992.
3. Тяговый электропривод перспективных электропоездов / Ю. М. Иньков, В. В. Литовченко, А. М. Солодунов, В. А. Шаров // Электротехника. 1990. № 1.

# РУДНИЧНЫЙ КОНТАКТНЫЙ ЭЛЕКТРОВОЗ С ТИРИСТОРНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

В. А. БРАТАШ, В. К. ВАРЧЕНКО, М. Н. ЖАБОЕВ,  
кандидаты техн. наук,  
Ю. М. ИНЬКОВ, доктор техн. наук, М. И. ОЗЕРОВ,  
канд. техн. наук, В. А. КОСИНЦЕВ, В. В. ЧУМАК, инженеры

Недостатки, присущие рудничным электровозам с контакторно-резисторными системами управления, могут быть устранены на основании следующих усовершенствований:

применения плавного регулирования токов двигателей в режимах тяги и электрического торможения;

уменьшения количества контакторной аппаратуры с дугогашением;

обеспечения надежной защиты электрооборудования, в том числе и тяговых двигателей от перегрузок, коротких замыканий, повторной подачи напряжения на двигатели после кратковременного его снятия при отрывах токоприемника от контактной сети, боксования и юза;

использования в режимах тяги и электрического торможения только параллельного соединения тяговых двигателей, что повышает сцепные свойства электровоза;

реализации возможности задания уставок значений тока при пуске и торможении и автоматического поддержания этих значений при движении, что упрощает управление электровозом<sup>1</sup>.

Такое качественное усовершенствование рудничных электровозов с двигателями постоянного тока возможно только на основании применения тиристорных преобразовательных устройств.

В связи с тем, что одним из основных технических требований, предъявляемых к электрооборудованию рудничного контактного электровоза, является обеспечение электрического реостатного торможения, не связанного с наличием напряжения в контактной сети, возникает предложение использования импульсного регулирования сопротивления пускотормозных резисторов в цепях якорей тяговых двигателей. При этом импульсный регулятор, выполненный на двухоперационных тиристорах, постоянно в режимах тяги и электрического торможения подключен параллельно пускотормозному резистору  $R_{\text{п.т.}}$ , соединенному последовательно с якорем тягового двигателя.

Импульсное регулирование сопротивления пускотормозного резистора сводится к периодическому его выведению (закорачиванию) и введению в цепь двигателя при выключенном импульсном регуляторе.

Среднее значение сопротивления пускотормозного резистора  $\bar{R}_{\text{п.т.}}$  за период работы импульсного регулятора

$$\bar{R}_{\text{п.т.}} = R_{\text{п.т.}}(1 - \gamma),$$

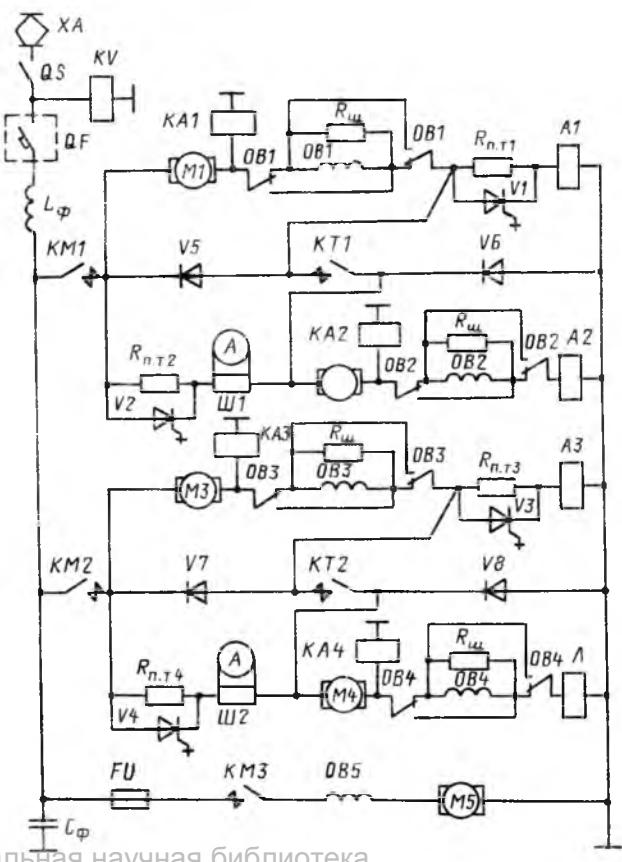
где  $\gamma$  — отношение интервала включенного состояния импульсного регулятора к продолжительности импульсного цикла.

При напряжении контактной сети, равном 250 В, нет необходимости делить пускотормозной резистор на несколько ступеней, и можно применять в импульсном регуляторе только один тиристор довольно низкого класса по напряжению.

Принципиальная схема силовых цепей четырехосного рудничного электровоза, на котором реализован приведенный принцип управления в режимах тяги и торможения, дана на рисунке.

Электродвигатели электровоза M1-M4 соединены в режиме тяги только параллельно. Это не оказывает существенного влияния на повышение расхода электрической энергии из-за увеличения коэффициента пусковых потерь, так как скорость выхода на безреостатную позицию составляет для эксплуатируемых электровозов всего 12–13 км/ч.

Цепь протекания тягового тока, например, по электродвигателю M1, следующая: токоприемник XA, разъединитель токоприемника QS, автоматический выключатель QF, катушка индуктивности фильтра L<sub>Ф</sub>, линейный контактор KM1, якорь



<sup>1</sup> Проектирование систем управления электроподвижным составом / Под ред. Н. А. Ротанова. М.: Транспорт, 1986.

тягового двигателя  $M_1$ , контакты реверсора  $QB_1$ , обмотка возбуждения  $OB_1$ , пускотормозной резистор  $R_{\text{п.т.}}$ , шунтируемый тиристорным управляемым модулем (ТУМ), датчик тока  $A_1$  и корпус электровоза.

Аналогично протекает тяговый ток и по остальным трем двигателям.

При этом скорость от нулевого значения до выхода на ходовую ступень регулируется за счет шунтирования пускотормозных резисторов ТУМ в каждой цепи двигателя индивидуально системой управления электровозом под контролем датчиков тока  $A_2-A_4$ . Это позволяет устранить расхождения токов в разных цепях тяговых двигателей. С целью уменьшения пульсаций тока, проходящего через обмотки возбуждения, они постоянно шунтированы резисторами  $R_{\text{ш}}$ . Это позволяет улучшить коммутацию тяговых двигателей и уменьшить в них потери мощности. Коэффициент регулирования возбуждения при этом шунтировании составляет 0,94–0,96.

Система управления позволяет выбрать машинисту в зависимости от массы поезда необходимую уставку тока двигателя, которая будет автоматически выдерживаться, что обеспечивает функциональную защиту тяговых двигателей.

При возможном боксовании одного из двигателей срабатывают его датчики боксования  $KA_1$  или  $KA_4$ , и система управления автоматически дает сигнал на выключение ТУМ в цепи боксующего двигателя, тем самым включая в цепь пускотормозной резистор и уменьшая ток в цепи боксующего двигателя. После прекращения боксования система управления автоматически увеличит ток двигателя до заданной уставки.

При кратковременном снятии напряжения контактной сети срабатывает датчик напряжения  $KV$ , который через систему управления выключает ТУМ в цепи всех двигателей, и повторное включение напряжения питания не вызывает бросков токов через тяговые двигатели, так как при этом в каждой цепи включен пускотормозной резистор. После этого система автоматически увеличивает ток в каждой цепи двигателя до заданной уставки. Аналогично работает электровоз при загрузке поезда на рудоспуске и разгрузке на опрокидывателе, где управление движением поезда машинист производит включением и выключением напряжения в контактной сети.

Применяемая система резко повышает надежность электровоза в режиме тяги. Для перевода работы электровоза в режим электрического реостатного торможения с самовозбуждением необходимо отключить линейные контакторы  $KM_1$  и  $KM_2$ , реверсировать обмотки возбуждения каждого двигателя и включить реостатные контакторы  $KT_1$  и  $KT_2$ . Тормозной ток при этом регулируется системой управления под контролем датчиков тока  $A_1-A_4$  по заданной машинистом уставке тормоз-

ного тока. Но при этом следует отметить, что тормозной ток регулируется перекрестными блоками пускотормозных резисторов с ТУМ, например, ток в цепи двигателя  $M_1$  регулируют с помощью  $R_{\text{п.т.2}}$  и  $V_2$ , а в цепи двигателя  $M_2$  – с помощью

$R_{\text{п.т.1}}$  и  $V_1$ . Такое регулирование позволяет на

электровозе иметь всего два тормозных контактора и обеспечивать плавное регулирование тормозной силы. Пневматическое торможение электровоза осуществляется с помощью компрессорной установки, приводимой двигателем  $M_5$ .

Важным преимуществом разработанной системы электрооборудования рудничного контактного электровоза с тиристорным регулированием является простота цепей управления, что не требует высокой квалификации локомотивных бригад. Применение функциональных защит от аномальных режимов работы существенно повышает надежность электрического оборудования электровоза. Система управления такого электровоза довольно проста, имеет встроенные устройства диагностики, легко заменяемые блоки, а в целом позволяет выполнять минимальный объем технического обслуживания тяговых двигателей, редукторов, пускотормозных резисторов.

---

УДК 622.625.28-83.621.314.1::621.382

## ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТИРИСТОРНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА РУДНИЧНЫХ ЭЛЕКТРОВОЗОВ

О. Н. СИНЧУК, доктор техн. наук, проф.,  
Е. В. АФАНАСЬЕВ, канд. техн. наук,  
М. Г. АФАНАСЬЕВА, Н. ХАТТИБ, инженеры

Эффективность функционирования электроприводов с тиристорными импульсными регуляторами напряжения (ТИР) во многом определяется надежностью работы последнего, как основного элемента системы управления. Известно [1], что главной определяющей причиной сбоев в работе ТИР является срыв коммутации тиристоров. Это явление в той или иной степени характерно практически для любых типов электроприводов, но особенно для тех их видов, в которых отсутствует постоянный контакт с питающей сетью (тяговый электропривод) или имеют место резкие колебания уровней напряжения [1].

Такие случаи особенно характерны для рудничных электровозов (РЭ), где в силу специфики подземных условий эти моменты носят систематический случайный характер проявления.

Задачи, в которых на состояние системы заметное влияние оказывают случайные возмущающие факторы, не новы и встречаются довольно часто в теории и практике создания систем управления. При этом управляемый процесс не полностью определяется начальным состоянием системы и выбранным управлением, а зависит от случая. Задачи, к которым можно отнести и поставленную, называются стохастическими. Для нахождения их оптимального решения, как правило, используются многоэтапные методы [2]. При этом вектор состояния системы определяется многообразием независимых влияющих факторов. В данном случае определяющим вектором входных переменных является:

$$\vec{V} = (\omega; U_{C\Phi}; i),$$

где  $U_{C\Phi}$  — напряжение на конденсаторе входного фильтра ( $C_\Phi$ ) электропривода электровоза с ТИР;  $i$  — ток тягового двигателя (ТД);  $\omega$  — частота вращения ТД.

Прежде чем принять решение о выборе рационального критерия эффективности функционирования системы, необходимо проанализировать состояние вектора входных возмущающих воздействий и отклика системы на некотором этапе  $N$  и выбрать допущения, необходимые для построения математической модели.

Таким образом, имея вектор входных независимых переменных  $\vec{V}$ , необходимо отметить, что параметр  $i$  является явно выраженной функцией от переменных:

$$i = \varphi(U_{C\Phi}; C_T),$$

где  $C_T$  — состояние ТИР.

При этом подразумевается как нормальное функционирование ТИР, так и возникновение аварийных режимов (срывы коммутаций, а также всевозможные его повреждения).

В свою очередь,  $C_T$  является явно выраженной функцией от переменных:

$$C_T = \varphi(U_{C\Phi}; i; \Pi),$$

где  $\Pi$  — параметры силовой схемы привода, его структура, принципы и способы регулирования ТИР и т. п.

Для выбора критерия эффективности надежного функционирования привода электровоза с ТИР в режиме тяги и торможения РЭ в общем случае

необходимо учитывать рассмотренные параметры, т. е.:

$$\mathcal{E} = \varphi(\omega; U_{C\Phi}; i; C_T).$$

Наибольшие трудности при реализации тормозного режима привода контактных РЭ возникают на низкой скорости вращения ТД и при отсутствии напряжения на токоъемнике  $U_{TC}$ . В настоящее время известен ряд путей решения поставленной задачи. Но все же существующие и разрабатываемые системы управления тяговым приводом РЭ с ТИР, которые обеспечивают надежное торможение ТД независимо от условий вхождения в режим торможения, не в полной мере удовлетворяют требованиям, накладываемым спецификой рудничной электровозной откатки. А именно, решение задачи, как правило, сводится к разработке сложных электрических принципиальных схем привода РЭ, что неизбежно ведет к увеличению габаритов оборудования.

Перевод тягового привода в режим торможения должен осуществляться с учетом необходимых ограничений и может быть записан как:

$$\mathcal{E} = \sum_{i=1}^N \varphi_i(\vec{V}_i),$$

т. е. на каждом временнóм этапе анализируется вектор состояния системы и в зависимости от полученных оценок выбирается стратегия ее дальнейшего поведения.

Выбор стратегии определяется ограничениями системы, а также учетом полученных оценок состояния. На этапе  $N$  оценка выбирается как:

$$\mathcal{E} = \max_N \left\{ \sum_{i=1}^N \varphi_i(\vec{V}_i) \right\}.$$

При этом методы и способы достоверных оценок получаются с учетом свойств инвариантности и линейности [2].

Вместе с тем, для комплексности анализа, помимо способа управления тяговым приводом, необходимо также установление причинно-следственных связей между всеми составляющими системы управления РЭ. При этом необходимо учитывать, что вероятностные характеристики процессов, происходящих в системе управления электровоза при возникновении неблагоприятных ситуаций, изменяются. Это приводит к необходимости рассматривать их как нестационарные случайные процессы [3, 4].

Анализ возможных математических аппаратных методов оценки этих процессов в данном варианте позволил авторам остановиться на теории маркированных сетей Петри (СП), которые дают воз-

можность на формализованном языке наиболее удобно описать алгоритм логического управления.

Прежде чем перейти непосредственно к математическому моделированию, дадим словесное описание операций, выполняемых системой управления, которые могли бы позволить достичь поставленной цели:

контроль напряжения  $U_{TC}$  на токосъемнике электропривода;

контроль напряжения  $U_{C\Phi}$  на конденсаторе

$C_\Phi$ ;

контроль частоты вращения ТД;

формирование разрешающего воздействия на работу электропривода в режиме тяги при наличии напряжения на конденсаторе  $C_\Phi$  выше верхнего контролируемого уровня  $U_1$ , а также при снижении напряжения на конденсаторе  $C_\Phi$  ниже уровня  $U_1$ , если напряжение в контактной сети превышает второй (нижний) контролируемый уровень  $U_2$ , где  $U_2$  – напряжение, ниже которого система управления работает не в режиме;

формирование управляющего воздействия на перевод ТД в режим свободного выбега при снижении напряжения  $U_{TC}$  ниже уровня  $U_2$ ;

использование энергии заряда конденсатора  $C_\Phi$  для сохранения работоспособности системы управления;

формирование управляющего воздействия на перевод ТД электропривода в режим электродинамического торможения при снижениях напряжения на конденсаторе  $C_\Phi$  до уровня  $U_2$ , если их скорость вращения равна или близка к нулю  $\omega \approx 0$ ;

заряд конденсатора  $C_\Phi$  в режиме торможения за счет ЭДС ТД;

возврат ТД в режим свободного выбега и заряда конденсатора  $C_\Phi$  до напряжения выше уровня  $U_1$  в случае, если напряжение  $U_{TC}$  не восстановилось выше уровня  $U_2$ ;

формирование управляющего воздействия на перевод ТД в режим тяги при заряде конденсатора  $C_\Phi$  до напряжения выше уровня  $U_2$ .

Так как на простой модели проще осуществить исследования, то желательно, чтобы при максимальном соблюдении адекватности модель была бы достаточно простой.

Пусть объект исследования – электропривод РЭ с ТИР представлен в виде маркированной СП:

$$N_1 = \{P; T; \mu\},$$

где  $P = \{P_1, P_2, \dots, P_n\}$  – конечное множество позиций,  $n \geq 0$ ;  $T = \{t_1, t_2, \dots, t_m\}$  – конечное

множество переходов,  $m \geq 0$ ;  $\mu$  – начальная маркировка.

Тогда, для описанного набора операций системы управления условия и переходы маркированной СП запишутся в следующем виде:

$$P_1 - U_{TC} > U_2 \wedge U_{C\Phi} > U_2;$$

$$P_2 - U_1 \geq U_{C\Phi} > U_2 \wedge U_{TC} \leq U_2;$$

$$P_3 - U_{C\Phi} \leq U_2 \wedge U_{TC} \leq U_2;$$

$$P_4 - U_{C\Phi} > U_1;$$

$P_5 - \omega = 0$ ;  $t_1$  – электропривод работает в режиме тяги;  $t_2$  – ТД переведены в режим свободного выбега;  $t_3$  – управляющий переход исток–сток;  $t_4$  – режим электрического торможения ТД.

Граф СП с начальной разметкой в  $P_1$  представлен на рис. 1.

Анализ модели (рис. 1) показал, что при возникновении длительных исчезновений напряжения питающей сети время работы электропривода в режиме свободного выбега, после очередных подзарядов конденсатора  $C_\Phi$  в режиме торможения, зависит от емкости конденсатора  $C_\Phi$  и интервала напряжения  $U_1 - U_2$ . Однако, в соответствии с логикой работы указанного способа значение уровня  $U_1$  должно выбираться ниже номинального уровня напряжения питающей сети, интервал напряжения  $U_1 - U_2$  оказывается ограниченным как по верхнему, так и по нижнему уровням.

В связи с этим, для реализации указанного способа возникает потребность в использовании конденсатора  $C_\Phi$  с большой емкостью, необходимой для накопления достаточного количества заряда, обеспечивающего работу схемы управления электропривода в режиме свободного выбега при отсутствии напряжения питающей сети. Чтобы увеличить время свободного выбега, не прибегая к существенному увеличению габаритов конденсатора  $C_\Phi$ , целесообразно автоматически изменять значение первого контролируемого уровня  $U_1$  в

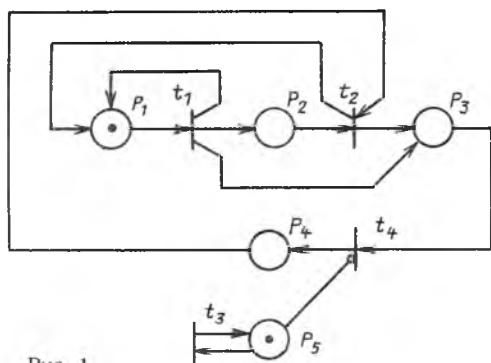


Рис. 1

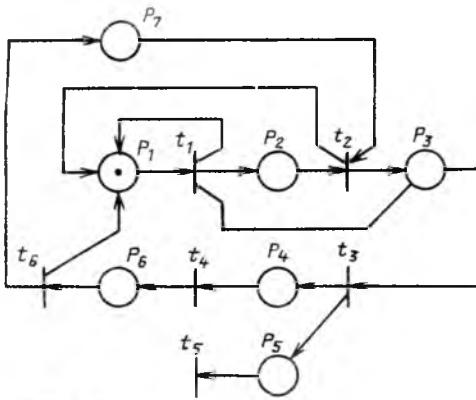


Рис. 2

сторону увеличения, при переводе электропривода в тормозной режим.

Поэтому после заряда конденсатора  $C_\Phi$  в режиме торможения до увеличенного значения первого контролируемого уровня  $U_{1Y}$  контролируемому уровню  $U_1$  присваивают прежнее значение.

Таким образом, будет получена сеть  $N_2$ , график которой представлен на рис. 2 и имеет следующие множества позиций и переходов:

$$P_1 - U_{TC} > U_2 \wedge U_{C\Phi} > U_2;$$

$$P_2 - U_1 \geq U_{C\Phi} > U_2 \wedge U_{TC} \leq U_2;$$

$$P_3 - U_{C\Phi} \leq U_2 \wedge U_{TC} \leq U_2;$$

$$P_4 - \omega > 0; P_5 - \omega = 0;$$

$$P_6 - U_{C\Phi} \geq U_{1Y}; P_7 - U_{TC} < U_2 \wedge U_{C\Phi} > U_1;$$

$t_1$  — электропривод работает в режиме тяги;  $t_2$  — ТД переведены в режим свободного выбега;  $t_3$  — увеличение значения контролируемого уровня напряжения  $U_1$ ;  $t_4$  — режим электрического торможения ТД;  $t_5$  — запрет на реализацию данного способа управления;  $t_6$  — уменьшение контролируемого уровня напряжения  $U_1$  до прежнего значения.

Приведенные авторами многовариантные анализы полученных математических моделей позволили разработать ряд новых способов управления тяговым электроприводом рудничных электровозов [5, 6].

#### Список литературы

- Синчук О. Н., Гузов Э. С., Афанасьев Е. В. Упреждающее управление тяговыми импульсными прерывателями в псевдоаварийных режимах питания // Тез. докл. "Проблемы преобразовательной техники". Киев: ИЭН АН УССР. 1991. Т. П. С. 74—75.
- Кузнецов Ю. Н., Кузубов В. И., Валощенко А. Б. Математическое программирование. М.: Высш. шк., 1976.
- Питтерюн Д. Теория сетей Петри и моделирование систем. М.: Мир, 1984.
- Синчук О. Н., Луценко И. А., Гузов Э. С. Синтез импульсных систем управления электроприводами с помощью

аппарата сетей Петри // Электротехника. 1992. № 8—9. С. 45—47.

5. А. с. 1415397 СССР. Способ управления тиристорным электроприводом постоянного тока транспортного средства / О. Н. Синчук, Э. С. Гузов, Е. В. Афанасьев, И. А. Луценко // Открытия. Изобретения. 1988. № 29.

6. А. с. 1480011 СССР. Способ защиты от перегрузок статического преобразователя / О. Н. Синчук, Э. С. Гузов, И. А. Луценко, Е. В. Афанасьев // Открытия. Изобретения. 1989. № 18.

УДК 621.333.3.001.5

## ЛОКОМОТИВНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ ЦЕНТРАЛИЗОВАННОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ВАГОНОВ ПАССАЖИРСКИХ ПОЕЗДОВ

В. К. ВАРЧЕНКО, канд. техн. наук,  
Ю. М. ИНЬКОВ, доктор техн. наук,  
В. И. ОЗЕРОВ, М. И. ОЗЕРОВ, кандидаты техн. наук,  
В. В. ЧУМАК, инж.

При централизованном электроснабжении пассажирских поездов (ЦЭСПП) питание энергопотребителей, установленных в вагонах, происходит от источника, находящегося на локомотиве, по однопроводной схеме, т. е. по изолированной поездной шине и ходовым рельсам. Род тока и номинальное напряжение питания поездных нагрузок выбирается из условия унификации вагонного электрооборудования, которое должно быть рассчитано на подключение к электровозам и тепловозам.

В системах ЦЭСПП ряда стран, где в качестве тягового применен переменный ток, наиболее рациональным по технико-экономическим показателям является локомотивный источник, содержащий непосредственный преобразователь частоты (НПЧ) с естественной коммутацией тока и синхронный поездной генератор, приводимый во вращение главным дизелем тепловоза. Принципиальная схема силовых цепей локомотивного источника представлена на рис. 1. Преобразователь содержит две встречно-параллельно включенные токосборные группы, каждая из которых состоит из двух последовательно включенных трехфазных мостов  $V1-V12$  ( $V13-V24$ ). Мосты питаются от отдельных обмоток синхронного генератора, векторы одноименных фазных напряжений которого сдвинуты по фазе один относительно другого на  $30^\circ$ .

Важнейшими показателями преобразователя локомотивного источника являются уровень стабилизации частоты и содержание субгармонических составляющих в кривой выходного напряжения

при изменяющейся частоте напряжения синхронного генератора от 50 до 100 % максимального значения, так как они отрицательно влияют на сигнальные устройства, использующие рельсовые цепи, и исполнительные приводы электрооборудования вагонов. Согласно [1] допускаемая погрешность выходной частоты составляет  $\pm 5\%$  для  $16 \frac{2}{3}$  Гц и  $\pm 2\%$  номинальной величины для выходной частоты 50 Гц, а допускаемая постоянная составляющая напряжения должна быть не более  $\pm 0,5\%$  номинальной величины; асимметрия между двумя полупериодами за время не более 30 мс не должна превышать 3 %.

Задача повышения эксплуатационной надежности локомотивного источника связана с обеспечением устойчивой работы преобразователя на нагрузку любого характера, надежной коммутации вентилей при изменяющейся в широком диапазоне частоте напряжения генератора.

Выходное напряжение локомотивного источника целесообразно стабилизировать путем регулирования возбуждения синхронного генератора. Управляющие импульсы на тиристоры токосборных групп можно подавать в точках естественной коммутации вентилей, переключая токосборные группы с частотой напряжения высоковольтной магистрали. Отсутствие фазового регулирования позволяет не только упростить систему управления преобразователем, но существенно улучшить гармонический состав напряжения поездной магистрали и повысить коэффициент мощности на входе НПЧ, что снижает мешающее влияние на рельсовые цепи, массу и габариты поездного генератора.

Токосборными группами преобразователя лучше управлять раздельно, так как в этом случае габариты и масса его и питающего генератора меньше, чем при совместном управлении из-за отсутствия силовых ограничивающих реакторов и меньших внутренних падений напряжения в преобразователе [2].

Для обеспечения работоспособности преобразователя частоты на активно-индуктивную нагрузку необходима генерация импульсов управления не только выпрямительного режима, но и импульсов инверторного режима, обеспечивающих возможность обмена реактивной энергией между нагрузкой и источником питания.

В этом случае управление токосборными группами сводится к поочередному разделенному включению их с частотой напряжения поездной магистрали. Вступающая в работу токосборная группа включается после того, как ток в нагрузке уменьшился до нуля и сняты управляющие импульсы с отключаемой группы. Тиристоры токосборных групп переключаются системой управления с частотой, соответствующей частоте, которую необходимо получить на нагрузке. Частота выходного напряжения преобразователя задается сигналом модулирующего напряжения. В выпрямительном режиме работы токосборной группы, соответ-

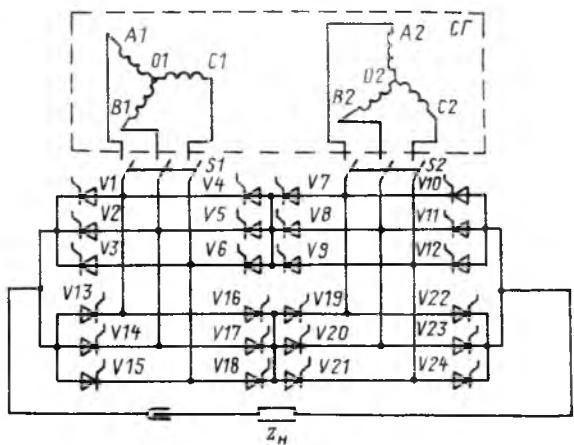


Рис. 1. Принципиальная схема силовых цепей локомотивного источника

ствующем совпадению полярности выходного тока и модулирующего напряжения, на тиристоры подаются импульсы выпрямительного режима в точках естественной коммутации. После изменения уровня модулирующего напряжения и до уменьшения тока нагрузки до нуля на тиристоры токосборной группы подаются импульсы инверторного режима, отстоящие от точки естественной коммутации вентилей на угол  $\beta$ . Для улучшения энергетических показателей системы угол регулирования  $\beta$  задается максимально возможным и постоянным. Причем угол  $\beta$  выбирается таким образом, чтобы до момента естественного включения закончилась коммутация тиристоров и было гарантированное восстановление их вентильных свойств, иначе произойдет сбой формирования выходной частоты, т. е.  $(\pi - \beta) > \omega_1(\gamma + t_q)$ , где  $\gamma$  – интервал коммутации тиристоров;  $\omega_1$  – угловая частота питающей сети;  $t_q$  – время восстановления вентильных свойств тиристоров. С целью упрощения системы управления преобразователем углы  $\beta$  необходимо задавать равными  $120^\circ$  или  $150^\circ$ .

Выходное напряжение НПЧ (рис. 2) имеет форму, близкую к трапецидальной. При принятом алгоритме управления и работе преобразователя на активно-индуктивную нагрузку полуволны выходного напряжения состоят из начального участка  $2,5 T_{\text{п}}$ , на котором нарастает выходное напряжение от нуля по синусоидальному закону; основного участка, соответствующего по форме напряжению двенадцатипульсного выпрямителя, состоящего из целого и фиксированного числа пульсаций эквивалентного выпрямленного напряжения; конечного участка, длительностью  $2,5 T_{\text{п}}$ , где уменьшается выходное напряжение до нуля по синусоидальному закону. При допущении пофазной симметрии напряжения синхронного генератора частота пульсации  $f_{\text{п}} = 12f_1$ , где  $f_1$  – частота ЭДС его фазной обмотки.

Как известно [2], в НПЧ с естественной коммутацией тока применяют асинхронные и синхронные способы управления преобразователями. При

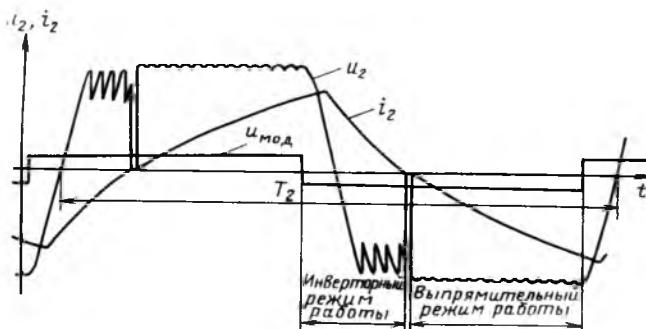


Рис. 2. Идеализированные кривые выходного напряжения и тока и модулирующего напряжения

асинхронных системах управления, являющихся наиболее просто реализуемыми, сигнал модулирующего напряжения не синхронизирован с кривой входного напряжения преобразователя. Из-за неполной управляемости преобразователя при некратных соотношениях частот на его входе и выходе в кривой выходного напряжения появляются субгармонические и постоянные составляющие. Это объясняется тем, что при случайном сдвиге по фазе между напряжением фаз питающего генератора и сигналом модулирующего напряжения в том или ином полупериоде выходного напряжения или тока может оказаться большее или меньшее число интервалов включенного состояния тиристоров, чем в противоположном полупериоде. Это вызывает соответствующую асимметрию в эффективных значениях напряжений двух соседних полуволн выходного напряжения. Асимметрия зависит от числа фаз питающих напряжений и соотношения частот на входе и выходе преобразователя.

Как показывают расчет для ЦЭСПП с частотой  $f_2 = 50$  Гц, минимальная частота синхронного генератора, при которой обеспечивается допустимая величина параметра,  $f_1 = 235$  Гц. Создание в настоящее время синхронных генераторов на требуемую для ЦЭСПП мощность с такой частотой при существующем диапазоне частоты вращения вала дизеля тепловоза связано с использованием многополюсного генератора с недопустимыми габаритами и массой. Поэтому систему управления НПЧ следует усовершенствовать. Применение известных синхронных систем управления, в которых сигнал модулирующего напряжения синхронизирован с определенными точками кривых питающего силового напряжения НПЧ, снижает требуемую частоту выходного напряжения, однако, при изменении ее в широком диапазоне приводит к появлению субгармонических составляющих. Для принципиального устранения этого явления в НПЧ применено устройство, обеспечивающее равное число пульсаций выпрямленного эквивалентного напряжения в смежных полуволнах выходного напряжения, что создает идентичность их при высокой степени стабилизации частот. Для обеспечения кратности входной и выходной частот изме-

нение состояний задающего модулирующий сигнал генератора происходит только в моменты, соответствующие точкам естественной коммутации вентиляй. Сигнал, задающий длительность положительной полуволны выходного напряжения преобразователя, определяется стабильной частотой генератора с кварцевым резонатором. Сигнал модулирующего напряжения, определяющий отрицательную полуволну напряжения на нагрузке, включает такое же число точек естественной коммутации, как и для положительной полуволны выходного напряжения. С этой целью в устройстве предусмотрен подсчет точек естественной коммутации за интервал сигнала модулирующего напряжения, задающего положительную полуволну. Благодаря такому функционированию устройства число точек естественной коммутации в двух смежных полуволнах выходного напряжения одинаково, а так как частота напряжения питающей сети за полупериод выходного напряжения не может резко измениться, то смежные полуволны равны по длительности.

Зависимость выходной частоты преобразователя с таким устройством от частоты напряжения питающего генератора при плавном ее изменении представляет собой кусочно-линейную функцию. При этом минимальная частота  $f_{2\min}$  питающего напряжения, при которой обеспечивается допустимое отклонение выходной частоты, определяется соотношением

$$f_{2\min} = f_{2H} \frac{f_{2\max} + f_{2\min}}{6(f_{2\max} - f_{2\min})},$$

где  $f_{2H}$  – номинальное значение выходной частоты;  $f_{2\max}$  и  $f_{2\min}$  – границы допустимого отклонения выходной частоты.

Полученная при предложенном алгоритме управления минимальная частота напряжения, питающего преобразователь, например, для частоты выходного напряжения 50 Гц, примерно в 1,4 раза меньше, чем при асинхронной системе управления.

Одной из особенностей работы НПЧ с естественной коммутацией тока на активно-индуктивную нагрузку является процесс "вытеснения одной вентильной группы" [3]. При определенных соотношениях индуктивности и активного сопротивления малейшая флуктуация параметров нагрузки задающего генератора приводит к тому, что ток нагрузки формируется в основном только одной полярности, а другая оказывается частично или полностью "вытесненной", за счет чего появляется постоянная составляющая выходного напряжения. Этот режим может быть вызван алгоритмом управления вентилями преобразователя, при котором тиристоры в выпрямительном режиме включаются с углом регулирования, равным нулю, а в инверторном – отличным от нуля. Одна часть полу-

периода выходного напряжения формируется вольт-секундами инверторного режима, а другая — вольт-секундами выпрямительного режима.

Условием устойчивой работы НПЧ на нагрузку с любым коэффициентом мощности является равенство вольт-секундных площадей положительной и отрицательной полуволн выходного напряжения, которое может быть достигнуто введением угла регулирования выпрямительного режима, равного углу запаса инверторного режима ( $\pi - \beta$ ) [4].

Однако введение угла регулирования выпрямительного режима на весь полупериод выходного напряжения приводит к недоиспользованию генератора, увеличению его установленной мощности. Для исключения влияния нестабильностей инверторного и выпрямительного режимов на вольт-секундные площади смежных полуволн напряжения в системе управления НПЧ применено устройство, осуществляющее формирование команд на подачу импульсов управления выпрямительного режима с углом регулирования, равным углу запаса инверторного режима. Такая команда осуществляется по окончанию инверторного режима в каждой полуволне выходного напряжения в том случае, если продолжительность инверторного режима текущей полуволны выходного напряжения меньше продолжительности инверторного режима предыдущей смежной с ней полуволны, и остается до тех пор, пока интервал от момента перехода выходного напряжения через нуль не станет равным интервалу работы преобразователя в инверторном режиме предшествующей полуволны выходного напряжения. Такое симметрирование смежных полуволн выходного напряжения по вольт-секундным площадям решает проблемы исключения субгармоник и постоянной составляющей и устойчивости работы НПЧ на низкокосинусную нагрузку.

На стадии эскизного проектирования локомотивного источника возникает необходимость расчета параметров синхронного генератора. При допущении, что система ЭДС источника питания синусоидальна и симметрична, сопротивление всех фаз генератора одинаково, эффективное значение выходного напряжения преобразователя с учетом коммутационного падения напряжения имеет вид:

$$U_2 = \frac{6}{\pi} (U_{1M} k_\phi - I_H x_k), \quad (1)$$

где  $U_{1M}$  — амплитудное значение линейного напряжения генератора;  $I_H$  — ток нагрузки;  $x_k$  — индуктивное сопротивление питающего генератора, определяющее процесс коммутации вентилей [3];  $k_\phi$  — коэффициент, учитывающий форму выходного напряжения.

Коэффициент  $k_\phi$  зависит от отношения частот питающего и выходного напряжения, числа интервалов включенного состояния вентилей в выпрямительном и инверторных режимах.

Интервал коммутации тиристоров НПЧ в инверторном режиме

$$\cos \beta - \cos (\beta + \gamma) = \frac{2I_{\text{м.п.к}} x}{E_{1M}}, \quad (2)$$

где  $I_{\text{м.п.к}}$  — амплитудное значение тока на выходе преобразователя при допустимых перегрузках;  $E_{1M} \approx k_E U_{1M}$  — амплитудное значение линейной ЭДС генератора;  $k_E$  — коэффициент, значение которого для явнополюсных генераторов мощностью 300–600 кВ·А составляет 1,1–1,3.

Угол окончания коммутации ( $\beta + \gamma$ ) тиристоров преобразователя зависит от времени восстановления вентильных свойств и может быть определен из выражения:

$$(\beta + \gamma) \leq (\pi - \omega_{1\max} t_q),$$

где  $\omega_{1\max}$  — максимальная угловая частота питающей сети.

Решив систему из уравнений (1) и (2), найдем:

$$x_k = \frac{k \frac{\pi}{E} \frac{U_2}{6} [\cos \beta - \cos (\pi - \omega_{1\max} t_q)]}{2k_I_{\text{ф.н.п.}} - k_E [\cos \beta - \cos (\pi - \omega_{1\max} t_q)] I_H}; \quad (3)$$

$$U_{1M} = \frac{\frac{\pi}{6} U_2 + I_H x_k}{k_\phi}. \quad (4)$$

Полученное значение индуктивного сопротивления  $x_k$  является максимальным, при котором обеспечиваются требуемое выходное напряжение локомотивного источника и надежная коммутация тиристоров преобразователя при заданном угле регулирования инверторного режима  $\beta$  при линейном напряжении генератора  $U_{1M}$  не ниже рассчитанного по (4) и его максимальной частоте.

Кроме того, необходимо, чтобы индуктивность обмоток генератора ограничивала ударный ток КЗ на допустимых для комплектующих тиристоров НПЧ значениях. Это позволяет осуществить токовую защиту путем перевода работы НПЧ в инверторный режим и отключения обмотки возбуждения генератора, т. е. без использования громоздких коммутационных аппаратов. Полученные параметры синхронного генератора являются ориентировочными и уточняются в процессе анализа электромагнитных процессов в силовых цепях локомотивного источника с помощью математического моделирования на ЦВМ.

Рассмотренные алгоритмы управления вентилями преобразователя и полученные соотношения были использованы при разработке и создании источника питания ЦЭСПП номинальной мощности 400 кВ·А, с выходным напряжением 1000 В и

частотой 16 2/3 Гц, предназначенного для экспортного тепловоза.

#### Список литературы

1. ОСТ 24.040.58-79. Тепловозы экспортные. Общие технические требования. М.: Изд-во стандартов, 1979.
2. Озеров В. И. Качественный анализ алгоритмов управления непосредственных преобразователей частоты // Тр. МИИЖТ. 1978. Вып. 585. С. 92–100.
3. Быков Ю. М. Непосредственные преобразователи частоты с автономным источником энергии. М.: Энергия, 1977.
4. Вотчинцев Г. М., Савостьянов С. А. Особенности работы непосредственного преобразователя частоты при активно-индуктивной нагрузке // Тр. МИИЖТ. 1978. Вып. 585. С. 101–108.

УДК 621.314.26:621.333.3-83

## ПРИМЕНЕНИЕ НЕПОСРЕДСТВЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ В ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ

В. И. ОЗЕРОВ, М. И. ОЗЕРОВ, В. Н. РОТАНОВ,  
кандидаты техн. наук,  
В. В. ЧУМАК, инж.

Силовые полупроводниковые преобразовательные устройства широко применяются в различных транспортных системах. В связи с тем, что подавляющее большинство электропередач работает на переменном токе, а также, учитывая то обстоятельство, что наиболее экономичным и надежным исполнительным двигателем в электроприводах промышленности и транспорта является асинхронный короткозамкнутый двигатель, особый интерес приобретают вопросы, связанные с исследованием и разработкой вентильных преобразователей частоты для связи двух и более систем переменного тока.

Для этих целей возможно применение как преобразователей частоты с промежуточным звеном постоянного или переменного тока, так и непосредственных преобразователей частоты НПЧ. Формирование кривой выходного напряжения НПЧ производится из отрезков кривых напряжений питающей сети. Коммутация тока вентилем такого преобразователя может осуществляться за счет переменного напряжения питающей сети.

Преимущества НПЧ состоят в однократном преобразовании энергии, благодаря чему повышается КПД в результате снижения потерь мощности в силовых вентилях и отсутствия специальных коммутирующих устройств, возможности обмена энергией между источником питания и нагрузкой без применения специальных устройств, что особенно важно для осуществления рекуперативного

торможения транспортных устройств. Кроме того, вследствие естественной коммутации тока вентилем установленная мощность элементов в силовой цепи преобразователя практически равна мощности нагрузки, что снижает массу и стоимость его. Например, удельная масса вентильного преобразователя с промежуточным звеном постоянного тока при мощности привода 55 кВ·А составляет 4,9 кг/кВ·А, а НПЧ – 2,3 кг/кВ·А [1], КПД – соответственно 89 % и 98 %.

Среди других достоинств НПЧ можно указать на возможность работы на нагрузку с переменным коэффициентом мощности без применения каких-либо компенсирующих устройств, высокую надежность (так как случайный срыв коммутации не приводит к аварийному режиму), исключение автоколебаний при работе на асинхронный двигатель.

Особенностью НПЧ с естественной коммутацией тока, несколько ограничивающей область их применения, является то обстоятельство, что они позволяют только понижать частоту переменного тока питающей сети. Поэтому в качестве регуляторов потока энергии в промышленных электроприводах переменного тока с широким диапазоном изменения частоты вращения исполнительных двигателей НПЧ такого типа применять нецелесообразно, поскольку в этом случае номинальная частота напряжения питания обмотки статора должна быть очень низкой (единицы герц), что снижает использование их установленной мощности.

На электрическом подвижном составе переменного тока НПЧ находят применение в системе питания двигателей вентиляторов, обеспечивая регулирование производительности их в зависимости от режима работы тяговых двигателей. Так, в режиме выбега с помощью НПЧ до 16 2/3 Гц снижается частота приложенного к мотор-вентиляторам напряжения, что обеспечивает значительное снижение потребляемой ими энергии (соответствует 5 % номинальной мощности), но предотвращает попадание снега и пыли в преобразовательную установку и двигатели. Такое регулирование режимами работы двигателей вентиляторов позволяет получить до 5–6 % экономии электроэнергии на тягу поездов [2]. НПЧ в качестве статического преобразователя частоты и напряжения могут быть применены для питания линейных асинхронных двигателей (ЛАД) транспортных средств открытых горных разработок.

Применение ЛАД на подвижном составе позволяет реализовать тяговое усилие без контакта колеса с рельсом и тем самым значительно улучшить технико-экономические показатели карьерного железнодорожного транспорта.

Расчет оптимального ЛАД для этой цели показал, что в номинальном режиме питание такого двигателя необходимо осуществлять переменным напряжением с частотой примерно 8 Гц. При этом

частоту питающего напряжения для реализации различных режимов движения транспортных средств нужно изменять в пределах от 2,4 до 10 Гц, что вполне можно осуществить с помощью НПЧ, подключенного к промышленной сети.

Наиболее рационально использовать тяговый электропривод, выполненный на базе НПЧ с естественной коммутацией и асинхронного коротко-замкнутого двигателя, для автономного подвижного состава, на котором в качестве источника электроэнергии применен синхронный генератор повышенной (до 600 Гц) частоты, приводимый во вращение непосредственно от газовой турбины или от дизеля через повышающий редуктор.

Наилучшие показатели при использовании НПЧ для целей электрической тяги можно получить на высокочастотном бесконтактном электрическом транспорте. Установленный на таком подвижном составе НПЧ выполняет функции преобразования однофазного сетевого напряжения в многофазное с изменяющейся в широких пределах частотой, необходимой для регулирования асинхронных бесколлекторных двигателей.

Уже в настоящее время высокочастотный транспорт применяется для рудничной электровозной откатки в шахтах, и не исключено, что бесконтактная высокочастотная передача электрической энергии может быть применена и на высокоскоростном железнодорожном транспорте.

Непосредственный преобразователь частоты с естественной коммутацией может служить и для регулирования режимами работы вентильного тягового двигателя. В этой системе коммутация вентиляй преобразователя в зоне низких частот осуществляется под действием напряжения питающей сети, а в зоне высоких частот — под действием ЭДС якорной обмотки двигателя, в результате чего не требуются специальные коммутирующие устройства. Такая система реализована и эксплуатируется на электровозе переменного тока ВЛ80<sup>в</sup> [3].

Эффективно применение НПЧ в транспортных системах с автономными источниками питания нестабильной частоты для получения напряжения стабильной частоты, как это выполнено в системах централизованного электроснабжения пассажирских поездов от автономных локомотивов [4].

Отбор мощности для нужд электроснабжения осуществляется из цепи специального поездного шестифазного синхронного генератора, приводимого во вращение от вала главного дизеля через шестифазно-однофазный НПЧ. Стабилизация напряжения на выходе преобразователя осуществляется путем автоматического регулирования выходного напряжения синхронного генератора по цепи его возбуждения, а НПЧ выполняет функции только преобразования числа фаз и стабилизации частоты. В настоящее время для системы централизованного электроснабжения пассажирских

поездов от тепловоза разработан комплекс электрооборудования номинальной мощности 400 кВ·А с выходным напряжением 1000 В и частотой 16 2/3 Гц, который прошел стеновые испытания.

На электроподвижном составе, питающемся от тяговой сети постоянного тока, можно реализовать преимущества НПЧ по сравнению с другими типами преобразователей только в двухзвенной преобразовательной структуре. Исходя из условий работы тягового электрооборудования и предъявляемых к нему требований, целесообразно применение для частотно-регулируемого тягового привода электроподвижного состава преобразовательной системы, состоящей из однофазного автономного инвертора напряжения и однофазно-трехфазного НПЧ и имеющей лучшие массогабаритные показатели и необходимые регулировочные свойства. Наличие звена переменного напряжения повышенной частоты позволяет значительно проще, нежели в других системах, осуществить резисторное торможение и решить вопрос питания вспомогательных цепей ЭПС.

Плавное регулирование частоты напряжения, приложенного к обмоткам тягового двигателя, в этой системе осуществляется изменением частоты автономного инвертора в некотором поддиапазоне при изменении кратности частот входного и выходного напряжений НПЧ на границах поддиапазонов. Поддиапазон изменения частоты инвертора выбран из условия электромагнитной совместимости асинхронного тягового привода и систем железнодорожной автоматики. Выходное напряжение НПЧ изменяется в соответствии с принятым законом регулирования режимами работы АТД посредством фазового управления вентилями НПЧ. Испытания преобразовательной установки асинхронного тягового привода для вагонов метрополитена проводились на стенде электродепо "Красная Пресня" Московского метрополитена мощностью 110 кВт и подтвердили работоспособность системы.

Для питания низковольтных потребителей (приводные электродвигатели, цепи управления, питания обмоток, возбуждения тяговых двигателей и т. д.) подвижного состава постоянного тока оптимальной по массогабаритным и энергетическим показателям является структура преобразователя, содержащая однофазный инвертор повышенной частоты (порядка 900 Гц), согласующий трансформатор, НПЧ и выпрямительные устройства. От вторичных обмоток разделительного трансформатора через НПЧ получают питание приводные трехфазные асинхронные двигатели вспомогательных машин, а через выпрямители — цепи постоянного низкого напряжения. Выбор частоты выше 900 Гц нецелесообразен из-за трудностей, связанных с практической реализацией разделительных трансформаторов и снижением КПД преобразователя в целом. Применение для питания вспомогательного электрооборудования

электропоезда такого преобразователя позволяет снизить потребление электроэнергии, уменьшить массу его в два раза по сравнению с электромашинным, увеличить КПД до 85 % [5].

Многообразие структур силовых цепей непосредственных преобразователей частоты приводит к достаточно сложной задаче при выборе оптимального варианта преобразователя. Структура силовых цепей НПЧ транспортных систем зависит от числа фаз на входе и выходе преобразователя, способа регулирования выходной частоты и напряжения, способа управления режимами работы токосборных вентильных групп преобразователя.

Число фаз на входе преобразователя может быть изменено с помощью специальных трансформаторов, что, естественно, увеличивает стоимость оборудования. Поэтому изменение фазности входного напряжения может быть оправдано или исключением параллельного соединения вентиляй и увеличением верхнего предела частоты, или необходимостью увеличения плавности регулирования частоты.

Так, для питания линейных асинхронных тяговых двигателей тягового привода транспортных средств, где питающая сеть и двигатели трехфазные и не предъявлены особые требования ни по плавности регулирования, ни по верхнему пределу выходной частоты, целесообразно выбрать трехфазно-трехфазный преобразователь частоты.

Система управления преобразователем частоты осуществляет функции регулирования по определенному закону выходного напряжения и частоты преобразователя посредством подачи на его силовые тиристоры управляющих импульсов в последовательности, задаваемой соответствующим алгоритмом управления. Система управления и структура силовых цепей взаимосвязаны и оказывают влияние друг на друга.

Система управления преобразователем частоты для его нормальной работы должна обеспечивать подачу импульсов выпрямительного (ток и напряжение на нагрузке совпадают по знаку) и инверторного (ток и напряжение на нагрузке противоположны) режимов на вентили токосборных групп и перевод вентиляй токосборной группы из режима в режим и реализацию определенного закона регулирования выходного напряжения и его частоты. При этом частота следования импульсов определяется частотой питающего напряжения, а частота перевода токосборной группы из режима в режим – частотой выходного напряжения НПЧ.

Для применения на подвижном составе в случае питания по трехпроводной линии целесообразно использовать прямоугольный или трапециoidalный закон модуляции угла регулирования включения вентиляй НПЧ, позволяющий упростить системы управления и, следовательно, повысить надежность работы преобразователя, коэффициент мощности на входе НПЧ и уменьшить содержание высших гармоник.

К настоящему времени по способу управления режимами работы токосборных групп сложились два направления: преобразователи с автоматическим переводом постоянно включенных разноименных токосборных групп из выпрямительного режима в инверторный и наоборот и преобразователи с циклическим переключением токосборных групп по сигналу от датчика нуля тока нагрузки.

В первом случае импульсы на тиристоры силовых цепей подают таким образом: в интервале времени, определяемом выходной частотой, на вентили токосборной группы, формирующей полуволну тока нагрузки одной полярности, подают управляющие импульсы выпрямительного режима и в то же время на вентили противоположной токосборной группы – управляющие импульсы инверторного режима и наоборот. Система управления в этом случае проста, автоматически позволяет работать с любым коэффициентом мощности нагрузки, но приводит к появлению внутри силовой цепи преобразователя контурных токов. Поэтому приходится увеличивать соответственно расчетный ток тиристоров силовых цепей и устанавливать токоограничивающие реакторы, ухудшающие энергетические показатели преобразователя.

В основе второго способа лежит принцип подачи управляющих импульсов только на вентили той токосборной группы, которая в данном интервале времени проводит полуволну тока нагрузки. Поэтому при этом способе необходимо четко следить за током нагрузки (момент перехода его через нулевое значение).

В этом случае контурные токи между токосборными группами вентиляй отсутствуют, что улучшает энергетические показатели НПЧ и значительно уменьшает его габариты и массу за счет исключения ограничивающих реакторов, представляющих громоздкое устройство, сопоставимое по массе и размерам со всей остальной частью силовой цепи НПЧ.

Системы управления, реализующие второй способ, имеют несколько более сложную структуру. Однако, учитывая то обстоятельство, что общая тенденция развития силовой преобразовательной техники характеризуется внедрением интегральных систем управления, надежность которых уже в настоящее время высока, это усложнение системы управления не может быть противопоставлено увеличению массогабаритных и снижению энергетических показателей системы в целом.

С точки зрения улучшения гармонического состава выходного напряжения и возможности исключения в нем третьей и кратной трем высших гармоник представляется целесообразным фазы нагрузки соединить в "звезду". При этом силовые цепи преобразователя могут быть построены на основе нулевых токосборных групп.

Применение мостовых токосборных групп ограничивается случаем только гальванически развязыва-

занных фаз нагрузки (двигателя), что усложняет конструкцию двигателя, а также создает возможность появления гармоник, кратных трем, для исключения которых необходимо применять более сложную систему управления или установить фильтры.

Необходимо отметить, что к настоящему времени НПЧ в системах регулируемых электроприводов транспорта не нашли широкого применения. Это, в первую очередь, объясняется недостаточной глубиной теоретических исследований электромагнитных процессов в НПЧ с учетом условий их работы на подвижном составе, которые позволили бы получить наиболее полную информацию об их характеристиках и возможностях.

#### Список литературы

- Фираго Б. И., Готовский Б. С., Лисс З. А. Тиристорные циклодонверторы. Минск: Наука и техника, 1973.
- Некрасов О. А., Капелкин В. А., Перцовский Л. М. О расходе электроэнергии вспомогательными машинами электровозов // Тр. ВНИИЖТ. 1974. Вып. 514. С. 22–29.
- Тихменев Б. Н., Кучумов В. А. Электровозы переменного тока с тиристорными преобразователями. М.: Транспорт, 1988.
- Статический преобразователь для централизованного электроснабжения пассажирских поездов от тепловозов / Ю. М. Иньков, М. И. Озеров, В. И. Озеров и др. // Тез. докл. IV Всесоюзн. науч.-техн. конф. "Проблемы преобразовательной техники". Киев: ФОЛ ИЭН АН УССР. 1987. С. 111–112.
- Озеров М. И., Габриэльянц А. А., Озеров В. И. Совершенствование системы питания собственных нужд электроподвижного состава постоянного тока // Всесоюзн. научн. конф. "Пути экономии и повышения эффективности использования электроэнергии в системах электроснабжения промышленности и транспорта". Казань: Полиграфический комбинат им. К. Якуба, 1984.

УДК 621.391.82:621.335.3

## К ВОПРОСУ ПОМЕХОПОДАВЛЕНИЯ В КАНАЛАХ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ СВЯЗИ РУДНИЧНОЙ ЭЛЕКТРОВОЗНОЙ ОТКАТКИ

О. Н. СИНЧУК, доктор техн. наук, проф.,  
Н. М. АРТАШЕВИЧ, инж.,  
Э. С. ГУЗОВ, Т. М. БЕРИДЗЕ, кандидаты техн. наук

Эффективная работа рудничного электровозного транспорта невозможна без эффективного функционирования системы связи машинистов локомотивов с диспетчером [1].

Основной вид связи в шахтных условиях – высокочастотная связь (ВЧ) с передающим каналом по контактной сети.

4 Электротехника № 5 Вологодская областная универсальная научная библиотека

Отличительной особенностью эксплуатации этого вида связи в шахтах является то, что на качество ее функционирования, помимо традиционных для условий электрифицированного транспорта мешающих воздействий (преобразовательные подстанции, системы управления тяговым приводом и т. п.), существенное влияние оказывают устройства контроля изоляции (УКИ) рудничных контактных сетей, которыми в соответствии с существующими отраслевыми Правилами и нормами должна быть оборудована контактная сеть [2].

В последние годы рядом организаций разработаны и внедрены на шахтах новые интересные тяговые агрегаты типа В-ТПЕ, представляющие собой комплекс: тяговая преобразовательная подстанция – устройство импульсного контроля изоляции сетей [2].

Принцип работы данного УКИ заключается в том, что напряжение питания контактной сети через определенный промежуток времени прерывается и в интервале прерывания в сеть подается импульс напряжения обратной полярности.

Для тягового агрегата В-ТПЕ длительность импульса рабочего напряжения (250 В) в цикле составляет 0,2 с, а длительность импульса напряжения обратной полярности (-100 В) - 0,01 с. На рис. 1 показаны формы ряда кривых напряжений при работе УКИ в зависимости от токов нагрузки.

Для получения количественного анализа влияния искаженной формы кривой напряжения контактной сети на ВЧ-связь, и принимая во внимание периодический характер напряжения, авторы сочли возможным использовать для исследования ряды Фурье [3].

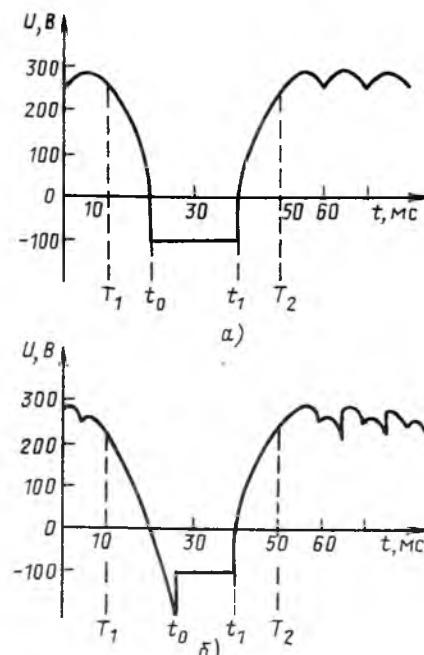


Рис. 1. Осциллограммы напряжения в контактной сети:  
а – при токе нагрузки, равном 0; б – при токе нагрузки, равном 150 А

При этом аналитическое описание влияемого напряжения сети в функции наиболее влиемых факторов имеет вид:

$$U(t) = \begin{cases} U_1(t) & 0 \leq t \leq T_1; \\ U_2(t) & T_1 \leq t \leq T_2. \end{cases} \quad (1)$$

На временном интервале  $[0, T_1]$  реализуется обычная (без функционирования УКИ) работа выпрямителя и напряжение  $U_1(t)$  описывается формулой

$$U_1(t) = U_{B,0} + \sum_{l=0}^{\infty} \left[ a_l \cos \frac{2\pi ml}{T} t + b_l \sin \frac{2\pi ml}{T} t \right];$$

$$a_l = \frac{m U_m}{2\pi} \left[ \frac{1 + \cos(l_m + 1)\gamma}{l_m + 1} - \frac{1 + \cos(l_m - 1)\gamma}{l_m - 1} \right];$$

$$b_l = \frac{m U_m}{2\pi} \left[ \frac{1 + \sin(l_m + 1)\gamma}{l_m + 1} - \frac{1 + \sin(l_m - 1)\gamma}{l_m - 1} \right];$$

$$U_{B,0} = \frac{m U_m}{2\pi} (1 + \cos \gamma) \sin \frac{\pi}{m},$$

где  $m$  — число фаз выпрямителя;  $U_m$  — амплитуда напряжения;  $T$  — период напряжения, подводимого к выпрямителю;  $\gamma$  — угол коммутации;

$$\gamma = \arccos \left[ 1 - \frac{2\pi IL_\phi}{U_m T \sin \frac{\pi}{m}} \right], \quad (2)$$

$I$  — ток нагрузки;  $L_\phi$  — индуктивность фазы питающего трансформатора.

На интервале времени  $[T_1, T_2]$ , где реализуется работа защитных устройств отключения, напряжение  $U_2(t)$  определяется так

$$U_2(t) = \begin{cases} U_m \cos \frac{2\pi}{T} (t - T_1) & T_1 \leq t \leq t_0; \\ \bar{U} & t_0 < t \leq t_1; \\ U_m \cos \frac{2\pi}{T} (T_2 - t) & t_1 < t \leq T_2, \end{cases} \quad (3)$$

где  $\bar{U}$  — напряжение обратной полярности;  $[t_0, t_1]$  — время подачи напряжения обратной полярности.

Величина  $t_0$  является функцией тока нагрузки и индуктивности сети и может быть аппроксимирована формулой

$$t_0 = \frac{T}{2} \left[ \frac{1}{(1 - \xi) - \arccos \left[ \frac{|\bar{U}|}{|U_m|} + \xi \right]} \right], \quad (4)$$

где  $\xi = \frac{IL}{I_m L_m}$ ;  $I, L$  — соответственно ток нагрузки

и индуктивность сети;  $I_m, L_m$  — соответственно максимальные значения тока нагрузки и индуктивности сети.

Численные результаты моделирования в соответствии с полученными формулами (1)–(4) позволили установить, что уровень электрических помех, генерируемых устройством защитного отключения, превышает в шесть и более раз уровень помех при непрерывном питании. Такое положение является недопустимым.

Произведенный в связи с этим поиск позволил установить ряд основополагающих моментов для решения конечной задачи — разработки способов и средств помехоподавления в каналах ВЧ-связи рудничной электровозной откатки.

Так, в частности, для уменьшения влияния источников помех на приемники ВЧ-связи на практике наибольшее распространение получили методы борьбы, заключающиеся в применении помехоподавляющих устройств непосредственно в месте возникновения помех [4]. Однако в рассматриваемом случае применение этих методов приведет к ухудшению работы устройства защитного отключения из-за искажения параметров контактной связи (реактивного и активного сопротивлений).

Известным методом помехозащиты является также использование полосовых фильтров, которые включаются на входе приемопередающей аппаратуры [4]. Такой фильтр значительно снижает воздействие непрерывных помех, однако, при наличии коммутационных помех, что имеет место при работе устройства защитного отключения, полосовые фильтры обеспечивают незначительное улучшение качества принимаемых речевых сообщений.

В результате исследований авторами установлено, что импульсная помеха в рассматриваемом случае является результатом отклика резонансной входной цепи приемопередающей аппаратуры на коммутационные процессы при контроле изоляции контактной сети во время работы устройства защитного отключения. Форма отклика приведена на рис. 2.

Исходя из характера возникновения периодических импульсных помех, влияющих на разборчивость речи, предложен метод удаления сигнала на интервалах, где действует помеха. При этом необходимо отметить, что удаление речевого сигнала длительностью до 25–30 мкс не снижает разборчивости речи из-за инерционности слуха человека [3].

Таким образом, удалив речевой сигнал, искаженный помехой на временных интервалах, соответствующих коммутационным процессам, можно существенно повысить разборчивость речи. Интервалы наибольшего действия помехи практически можно определять по исчезновению питающего напряжения в контактной сети в периоды контроля изоляции.

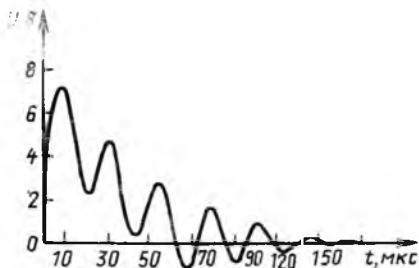


Рис. 2. Осциллограмма отклика резонансной входной цепи на коммутационные процессы при контроле изоляции

Наиболее простой способ схемотехнической реализации этого метода заключается в применении полевого транзистора на входе усилителя низкой частоты в качестве электронного аналогового коммутатора, разрешающего либо блокирующего прохождения речевого сигнала.

Схема разработанного устройства приведена на рис. 3. Напряжение контактной сети поступает на аттенюатор  $R_1, R_3, R_4$ . При наличии положительного напряжения в контактной сети транзистор  $VT1$  открывается, запирая транзистор  $VT2$ , открывающий полевой транзистор  $VT3$ , по которому проходит речевой сигнал на усилители низкой частоты. Источник питания, собранный на  $VD1, R_2, VD2, C_1$ , обеспечивает работу устройства при подаче в контактную сеть оперативного напряжения отрицательной полярности устройства защитного отключения.

При отсутствии положительного напряжения в контактной сети транзистор  $VT1$  закрывается, отпирая тем самым транзистор  $VT2$ , который закрывает полевой транзистор  $VT3$ , разрывая входную цепь усилителя низкой частоты.

При длительном (более 1 с) отсутствии напряжения в контактной сети емкость  $C_1$  источника питания разряжается по цепям  $R_5, R_6, R_7, VT2, R_9$ . После разряда этой емкости открывается полевой транзистор  $VT3$ , пропуская речевой сигнал на вход усилителя низкой частоты. Таким образом, при отключении питающего напряжения не происходит нарушений связи.

Предложенное устройство достаточно универсально и может быть включено в любую приемо-передающую аппаратуру ВЧ-связи независимо от вида модуляции.

Испытания электронного коммутатора совместно с широко распространенной рудничной аппаратурой связи типа "Украина М74" подтвердили эффективность использования предложенного метода подавления импульсных помех, создаваемых тяговым преобразователем В-ТПЕ, снабженным устройством защитного отключения.

#### Список литературы

- Системы управления шахтным электровозным транспортом / О. Н. Синчук, Э. С. Гузов, Н. И. Шулин, П. К. Сапорский. Киев: Техника, 1985.

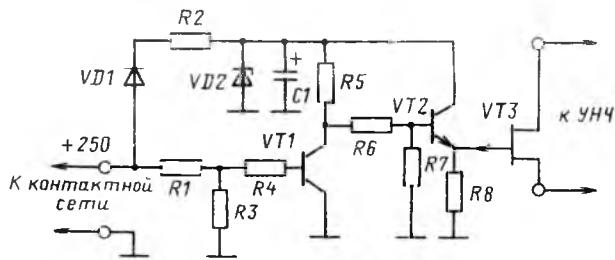


Рис. 3. Принципиальная схема устройства подавления импульсных помех

2. Электробезопасность рудничной откатки / О. Н. Синчук, Э. С. Гузов, А. Г. Ликаренко, А. Г. Животовский. Киев: Техника, 1988.

3. Математическое моделирование помехообразования в каналах шахтной высокочастотной связи / О. Н. Синчук, Б. П. Борисов, Т. М. Беридзе, В. Н. Серебренников. Киев: Наукова думка, 1992.

4. Харькович А. А. Борьба с помехами. М.: Наука, 1976.

УДК 621.382.233.026:621.333.3.001.5

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОПОДВИЖНОГО СОСТАВА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С 4q-S-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

В. В. ЛИТОВЧЕНКО, канд. техн. наук

На электроподвижном составе (ЭПС), получающем питание от тяговой сети переменного тока, для преобразования параметров электрической энергии источника используют выпрямители переменного тока или напряжения. При этом особое значение приобретают вопросы повышения энергетических показателей, так как низкие значения коэффициента мощности приводят к потреблению большой реактивной энергии, снижению пропускной способности линий электропередачи, увеличению падения напряжения в тяговой сети и недопользованию мощности всей системы тягового энергоснабжения. Кроме того, использование традиционных выпрямителей переменного напряжения, работающих на индуктивную нагрузку, сопровождается значительными искажениями тока в питающей сети, что ухудшает электромагнитную совместимость (ЭМС) электроподвижного состава с системой энергоснабжения.

Повышение энергетических показателей, обеспечение ЭМС преобразователей электрической энергии ЭПС переменного тока достигается потреблением из питающей сети тока синусоидальной формы путем использования выпрямителей переменного тока.

Выпрямитель переменного тока – преобразователь с импульсным способом преобразования параметров электрической энергии. Перспективы его применения связаны с успехами в силовой полупроводниковой электронике и, в первую очередь, с созданием запираемых тиристоров. Такой тип выпрямителя получил название четырехквадрантного преобразователя ( $4q-S$ ). Он применяется на электроподвижном составе с асинхронными тяговыми двигателями как за рубежом [1], так и в нашей стране [2].  $4q-S$ -преобразователь (рис. 1) содержит четыре запираемых тиристора  $VS1-VS4$ , шунтированных встречечно-параллельными диодами  $VD1-VD4$ , включенными по схеме "моста". Зажимами переменного тока преобразователь через реактор  $L1$  подключен к обмотке трансформатора  $T$ , а к выходным зажимам подключены конденсатор фильтра  $C1$ , нагрузка – автономный инвертор напряжения с асинхронным тяговым двигателем и резонансный фильтр  $L2C2$ . Последний в некоторых случаях может отсутствовать.

В [3] анализ процессов в  $4q-S$ -преобразователе выполнен с использованием метода "основной гармоники" [4], что не позволяет производить оценку энергетических показателей преобразователя, его влияния на систему энергоснабжения и определить ряд других показателей, необходимых для выбора параметров схемы.

Непосредственное применение метода мгновенных схем для анализа процессов в преобразователе при рассмотрении его в качестве выпрямителя встречает определенные трудности. Так, наличие только диодов  $VD1-VD4$  уже позволяет осуществить выпрямление переменного напряжения, а включение тиристоров  $VS1-VS4$  вносит неопределенность в образование мгновенных схем из-за сложности определения алгоритма их включения.

Вместе с тем анализ схемы во многом упрощается, если использовать предложенную в работах Ю. Г. Толстова классификацию преобразователей

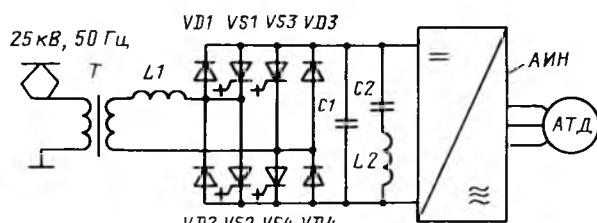


Рис. 1

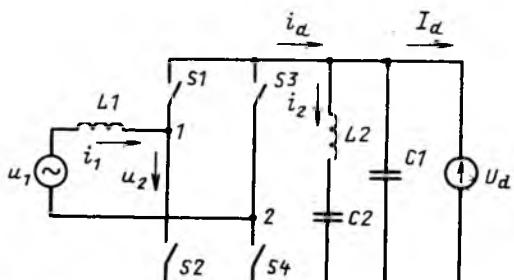


Рис. 2

и рассматривать  $4q-S$ -преобразователь как автономный инвертор напряжения или выпрямитель переменного тока в зависимости от направления потока электрической энергии. Так как к зажимам переменного тока преобразователя примыкает цепь с большой индуктивностью, а к зажимам постоянного тока – цепь с большой емкостью, то это придает соответствующим источникам свойства источников тока и напряжения.

Тиристоры  $VS1-VS4$ , шунтированные диодами  $VD1-VD4$ , можно рассматривать как идеальные ключи, обладающие двусторонней проводимостью. Эквивалентная расчетная схема преобразователя принимает вид, показанный на рис. 2, где тиристоры и диоды изображены ключами  $S1-S4$ .

Питающая сеть представлена в виде источника  $u_1$ , индуктивные сопротивления контактной сети и трансформатора учтены в эквивалентной индуктивности  $L1$ . К выходным зажимам преобразователя подключены конденсатор фильтра  $C1$  и резонансная цепочка  $L2-C2$ , а нагрузка представлена в виде источника постоянного напряжения  $U_d$ .

Работу преобразователя удобно рассмотреть, если считать его автономным инвертором напряжения, преобразующим постоянное напряжение  $U_d$  в переменное широтно-модулированное напряжение  $u_2$ . При ШИМ постоянного напряжения по синусоидальному закону модулирующим напряжением  $u_m$  и высокочастотным сигналом несущей частоты  $u_n$  треугольной формы с кратностью  $\epsilon$ , определяющей соотношением

$$\epsilon = f_n/f_m = T_m/T_n, \quad (1)$$

диаграмма включения ключей  $s1-S4$  приведена на рис. 3. Напряжение на зажимах переменного тока в этом случае будет представлять последовательность импульсов с амплитудой  $U_d$  и длительностью каждого импульса, изменяющейся по закону модулирующего напряжения. Это напряжение прикладывается к цепи, содержащей эквивалентную индуктивность и источник напряжения  $u_1$ . Характер изменения тока  $i_1$  в этой цепи на любом интервале времени определяется в результате решения уравнения

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + u_2 = u_1. \quad (2)$$

Для любого интервала времени от  $t_{k-1}$  до  $t_k$ , в пределах которого конфигурация схемы не меняется, ток  $i_1$  определяется в виде:

$$i_1^{(k-1)} = \frac{1}{L_1} \int_{t_{k-1}}^{t_k} (u_1 - u_2) dt + i_1^{(k-1)}. \quad (3)$$

В качестве примера, при кратности  $\epsilon = 5$  и глубине модуляции  $\mu = U_{m\max}/U_{n\max} = 0,9$  на рис. 3 показаны диаграммы токов и напряжений

на входе и выходе преобразователя. В кривой тока  $i_1$  можно выделить основную гармонику  $i_{11}$  с частотой напряжения сети, которая смещена по отношению к напряжению  $u_1$  на угол  $\varphi$ . Угол  $\varphi$  зависит от амплитудных значений напряжения  $U_{1\max}$  и основной гармоники напряжения  $U_{21\max}$ , а также их взаимного сдвига  $\psi$ . Изменив этот сдвиг и амплитуду основной гармоники путем изменения глубины модуляции  $\mu$ , можно обеспечить получение любого фазового сдвига  $\varphi$  и, в частности,  $\varphi = 0$  или  $\varphi = \pi$ . Первый случай  $\left[ -\frac{\pi}{2} \right] < \varphi < \frac{\pi}{2}$

соответствует работе преобразователя в режиме передачи электрической энергии от зажимов переменного тока к зажимам постоянного тока, т. е. потребления энергии из сети, а второй случай  $\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{3\pi}{2}$  – работе преобразователя в режиме возврата, "рекуперации", электрической энергии в сеть. Как в одном, так и в другом случае возможна работа с опережающим, отстающим либо нулевым сдвигом по фазе. При нулевом сдвиге по фазе коэффициент мощности будет максимальным и его отклонение от единицы будет определяться коэффициентом искажения кривой тока  $i_1$ .

Для количественной оценки процессов в преобразователе, а также получения основных соотношений, устанавливающих связь между токами и напряжениями на элементах схемы, определим напряжение  $u_2$  как разность потенциалов точек 1 и 2 (рис. 3), т. е.

$$u_2 = \varphi_1 - \varphi_2, \quad (4)$$

где  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  – потенциалы точек 1 и 2 относительно условного нулевого потенциала. Условным "нулем" может быть средняя точка соединения двух последовательно включенных конденсаторов, образующих конденсатор  $C1$ .

Характер изменения потенциалов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  определяется состоянием ключей  $S1-S4$ , замыкание и размыкание которых должно производиться таким образом, чтобы напряжение  $u_2$  изменялось в соответствии с диаграммой рис. 3, полученной в результате двусторонней двухполлярной широтно-импульсной модуляции (ДДШИМ) по синусоидальному закону.

При ДДШИМ сравнивается модулирующий сигнал  $F_M(y)$  с высокочастотным треугольным сигналом  $F_H(x)$  и при  $F_M > F_H$  замыкают ключи  $S1$  и  $S3$ , а при  $F_M < F_H$  – замыкают ключи  $S2$  и  $S4$ . На рис. 4 показаны графики высокочастотного сигнала  $F_H(x)$  и модулирующих сигналов  $F_{M1}(y)$  и  $F_{M2}(y)$  для точек 1 и 2 схемы. Там же приведены диаграммы потенциалов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ , для которых можно записать:

$$\varphi_1(x, y) = \frac{U_d}{2} \operatorname{sign}[F_{M1}(y) - F_H(x)]; \quad (5)$$

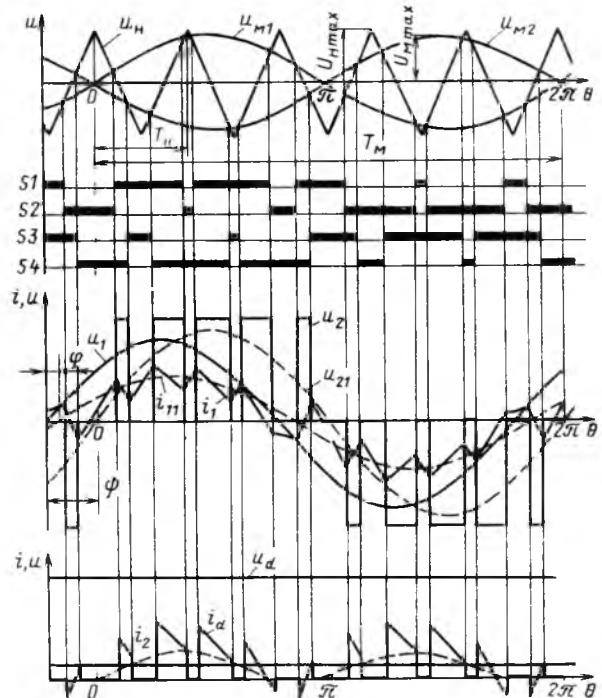


Рис. 3

$$\varphi_2(x, y) = \frac{U_d}{2} \operatorname{sign}[F_{M2}(y) - F_H(x)], \quad (6)$$

а также диаграмма  $u_2$ , полученная согласно (4).

Потенциалы  $\varphi_1(x, y)$  и  $\varphi_2(x, y)$  представляют совокупность импульсов положительной и отрицательной полярности амплитудой  $U_d/2$  и длительностью, определяемой моментами пересечения графиков функций  $F_M(y)$  и  $F_H(x)$ . При этом функции  $\varphi_1(x, y)$  и  $\varphi_2(x, y)$  можно рассматривать как функции двух переменных: одной  $x = \omega_H t$  и другой  $y = \omega_M(t)$ , где  $\omega_H = 2\pi f_H$  и  $\omega_M = 2\pi f_M$  – частоты треугольного и модулирующего сигналов, соответственно.

Уравнения модулирующих функций

$$F_{M1}(y) = A \sin y \text{ и } F_{M2}(y) = A \sin(y - \pi), \quad (7)$$

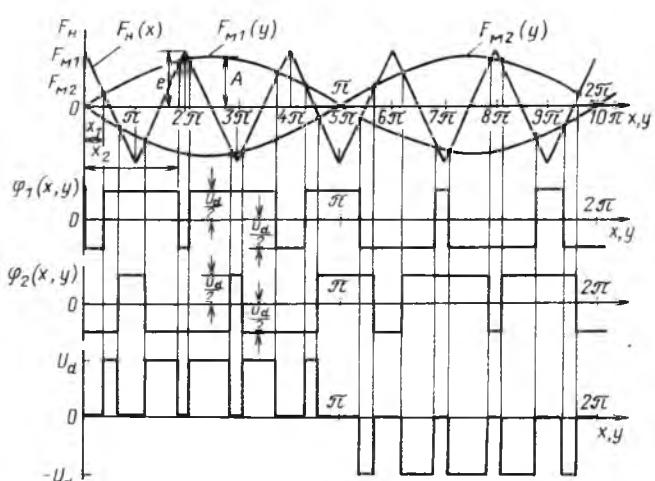


Рис. 4

а уравнение треугольного сигнала

$$F_H(x) = \frac{2B}{\pi} \arcsin \left[ \sin \left[ x + \frac{\pi}{2} \right] \right]. \quad (8)$$

Совместное решение одного из уравнений (7) и уравнения (8) позволяет определить моменты изменения полярности ("реверса") потенциалов точек 1 и 2. Так, моменты "реверса" потенциалов точки 1 определяются в результате нахождения корней уравнения

$$A \sin y = \frac{2B}{\pi} \arcsin \left[ \sin \left[ x + \frac{\pi}{2} \right] \right], \quad (9)$$

которые будут равны

$$x_1 = \frac{\pi}{2} (1 - \mu \sin y) + 2k\pi; \quad (10)$$

$$x_2 = \frac{\pi}{2} (3 + \mu \sin y) + 2k\pi, \quad (11)$$

где  $k = 0, 1, 2, \dots, \infty$ ;  $\mu = A/B$  — глубина модуляции.

Для потенциала точки 2 соответствующие длительности определяются аналогично подстановкой  $F_{M2}(y) = -A \sin y$ .

Модулированный сигнал  $\varphi_1(x, y)$ , как функцию двух переменных можно представить в виде суммы двойного ряда Фурье:

$$\varphi_1(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \varphi_{1mn} e^{j(mx + ny)}, \quad (12)$$

где  $\varphi_{1mn}$  — коэффициенты ряда, определяемые из выражения

$$\varphi_{1mn} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \varphi_1(x, y) e^{-j(mx + ny)} dx dy. \quad (13)$$

Подынтегральная функция является кусочно-непрерывной, определяется из выражения (5) и принимает на периоде  $0 < x < 2\pi$  значения:

$$\varphi_1(x, y) = \begin{cases} \frac{U_d}{2} & \text{при } 0 < x < x_1; \\ \frac{U_d}{2} & \text{при } x_1 < x < x_2 \\ \frac{U_d}{2} & \text{при } x_2 < x < 2\pi. \end{cases} \quad (14)$$

Выполнив интегрирование в (13) с учетом (10), (11) и (14), выражение (12) перепишем в виде:

$$\varphi_1(x, y) = \mu \frac{U_d}{2} \sin y +$$

$$+ \frac{U_d}{2\pi} \sum_{m, n=-\infty}^{\infty} \frac{J_n \left[ \mu m \frac{\pi}{2} \right]}{jm} (-j)^m [1 -$$

$$- (-1)^{m+n}] e^{j(mx + ny)}, \quad (15)$$

где  $J_n \left[ \mu m \frac{\pi}{2} \right]$  — функция Бесселя первого рода

порядка  $n$  от вещественного аргумента  $\mu m \frac{\pi}{2}$ .

Аналогичным образом можно определить выражение для  $\varphi_2(x, y)$ . Однако выполнение интегрирования можно избежать, если учесть, что  $F_{M2}(y) = F_{M1}(y - \pi)$ . Тогда, подставив в (15)  $y = y - \pi$ , получим:

$$\varphi_2(x, y) = -\mu \frac{U_d}{2} \sin y +$$

$$+ \frac{U_d}{2\pi} \sum_{m, n=-\infty}^{\infty} \frac{J_n \left[ \mu m \frac{\pi}{2} \right]}{jm} (-j)^m [1 -$$

$$- (-1)^{m+n}] e^{j(mx + ny)}. \quad (16)$$

По найденным выражениям для потенциалов точек 1 и 2 определим напряжение на зажимах переменного тока преобразователя

$$u_{1,2}(t) = \mu U_d \sin \omega_M t + \frac{U_d}{\pi} \times$$

$$\times \sum_{m, n=-\infty}^{\infty} \frac{J_{2n+1}(\mu m \pi)}{jm} (-1)^m e^{j[2m\omega_H + (2n+1)\omega_M]t}$$

$$m \neq 0 \quad (17)$$

Таким образом, в спектре напряжения на зажимах переменного тока преобразователя при ДДШИМ по синусоидальному закону, наряду с основной гармоникой с частотой модулирующего сигнала  $\omega_M$ , содержатся дополнительные гармоники с частотами, определяемыми суммой и разностью частот, кратных частотам модулирующего и несущего сигналов. При произвольном соотношении частот  $\varepsilon = \omega_H/\omega_M$  в спектре напряжения могут появиться четные гармоники и постоянная составляющая амплитуды которых будут определяться

значениями функции  $J_{2n+1}(\mu m\pi)$  при фиксированных индексах  $n$  и  $m$ .

Особый интерес представляет определение спектрального состава напряжения при целочисленном соотношении частот  $\varepsilon$ . В этом случае частоты комбинационных гармоник определяются выражением

$$\omega_{m,n} = (2m\varepsilon + 2n + 1)\omega_m \quad (18)$$

и являются нечетно-кратными частоте модулирующего напряжения.

Произведя в (18) замену

$$2m\varepsilon + 2n + 1 = 2\nu + 1, \quad (19)$$

где  $\nu = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$ , после подстановки (19) и (17) и объединения слагаемых с одинаковыми индексами получаем выражение для напряжения

$$u_{1,2}(t) = \mu U_d \sin \omega_m t + \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \left[ \frac{U_d}{\pi} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \times \right. \\ \left. \times \frac{J_{(2\nu+1-2m\varepsilon)}(\mu m\pi)}{jm} (-1)^m \right] e^{j(2\nu+1)\omega_m t}. \quad (20)$$

Учитывая, что слагаемые в квадратных скобках для значений индексов  $\nu$  и  $(-\nu-1)$  являются попарно комплексно-сопряженными числами, и переходя от бесконечных пределов суммирования по  $\nu$  к полу бесконечному, (20) перепишем в виде:

$$u_{1,2}(t) = \mu U_d \sin \omega_m t + \sum_{\nu=0}^{\infty} U_{1,2}^{\nu} \sin (2\nu+1)\omega_m t, \quad (21)$$

где  $U_{1,2}^{\nu}$  – амплитуда гармоники напряжения, соответствующая фиксированному значению индекса  $\nu$ , определяется суммированием членов ряда

$$U_{1,2}^{\nu} = \frac{2U_d}{\pi} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{J_{(2\nu+1-2m\varepsilon)}(\mu m\pi)}{jm} (-1)^m. \quad (22)$$

Анализ выражения (22) показывает, что наибольшие значения в спектре напряжения имеют гармоники, для которых  $\nu \approx m\varepsilon$ . Кроме того, если учесть свойства бесселевой функции, заключающиеся в том, что при больших значениях индекса она начинает существенно отличаться от нуля лишь при значениях аргумента, близких к значению индекса, то при вычислении суммы (22) можно ограничиться одним, двумя членами ряда. С учетом сказанного на рис. 5 приведены зависи-

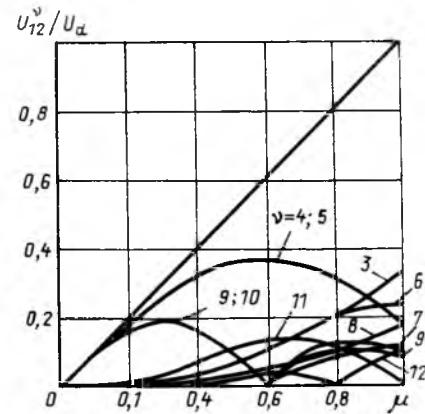


Рис. 5

мости амплитуд гармоник напряжения от глубины модуляции  $\mu$  для  $\varepsilon = 5$ . При этом прямая линия соответствует значениям основной гармоники  $U_{1,2}^0 = \mu U_d$ . Кривые с индексами  $\nu \neq 0$  соответствуют гармоникам кратности  $2\nu + 1$ .

Анализ зависимостей на рис. 5 показывает, что при значениях  $\mu < 0.5$  спектр напряжения является узкополосным, в котором наряду с основной гармоникой  $\nu = 0$ , наиболее ярко выраженными являются гармоники с частотами  $9\omega_m, 11\omega_m, 19\omega_m$  и  $21\omega_m$ , соответствующие индексам  $\nu = 4; 5; 9$  и  $10$ , амплитуды которых достигают значения основной гармоники. При значениях  $\mu > 0.5$  число гармонических составляющих в спектре напряжения значительно увеличивается. И хотя абсолютные значения амплитуд этих гармоник возрастают, их относительная величина снижается. Наиболее существенными практически во всем диапазоне изменения глубины модуляции являются гармоники с частотами  $9\omega_m$  и  $11\omega_m$ , которые оказывают основное влияние и на спектр входного тока преобразователя.

Принимая напряжение питающей сети

$$u_1 = U_{1\max} \sin \omega t, \quad (23)$$

а также, считая, что модулирующий сигнал имеет частоту  $\omega_m = \omega$  и смещен относительно начала отсчета на угол  $\psi$ , т. е.

$$u_2 = \mu U_d \sin (\omega t - \psi) + \\ + \sum_{\nu=0}^{\infty} U_{2\max}^{\nu} \sin (2\nu+1)(\omega t - \psi), \quad (24)$$

входной ток преобразователя определяем в виде:

$$i = I_{1\max} \sin (\omega t - \varphi) + \\ + \sum_{\nu=0}^{\infty} I_{1\max}^{\nu} \sin (2n+1) \left[ \omega t - \psi - \frac{\pi}{2} \right], \quad (25)$$

где

$$I_{1\max} = \frac{1}{\omega L_1} \sqrt{U_{1\max}^2 + (\mu U_d)^2 - 2 U_{1\max} \mu U_d \cos \psi}$$

— амплитуда основной гармоники входного тока, ее фазовый сдвиг

$$\varphi = \arctg \left[ \frac{U_{1\max}}{\mu U_d \sin \psi} - \frac{1}{\operatorname{tg} \psi} \right];$$

$I_{1\max}' = \frac{U_{2\max}'}{(2\nu + 1)\omega L_1}$  — амплитуды высших гармоник входного тока.

Нулевой сдвиг  $\varphi = 0$  между напряжением питающей сети и током достигается при условии

$$\frac{U_{1\max}}{\mu U_d \sin \psi} - \frac{1}{\operatorname{tg} \psi} = 0,$$

из которого можно определить

$$U_{1\max} = \mu U_d \cos \psi. \quad (26)$$

Амплитуда основной гармоники тока при этом находится из выражения

$$I_{1\max} = \frac{U_{1\max}}{\omega L_1} \operatorname{tg} \psi. \quad (27)$$

При  $\varphi = 0$  для участка цепи, содержащего источник напряжения  $u_1$ , реактор  $L_1$  и зажимы переменного тока  $4q$ -с-преобразователя можно построить векторную диаграмму (рис. 6), на которой падение напряжения на реакторе  $L_1$  представлено вектором

$$\vec{U}_{L_1} = j\omega L_1 \vec{I}_{1\max}. \quad (28)$$

Использование диаграммы позволяет наглядно установить полученные соотношения (26) и (27).

Считая, что в коммутаторе, содержащем ключи  $S1-S4$ , отсутствуют накопители энергии, из равенства мгновенных мощностей на входе и выходе преобразователя  $u_2 i_1 = U_d i_d$  без учета высших

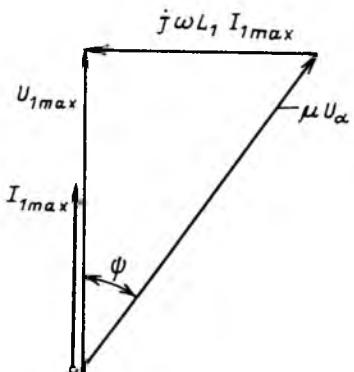


Рис. 6

гармоник тока  $i_1$  и напряжения  $u_2$  определяем ток на выходе преобразователя

$$i_d = I_d - I_{2\max} \cos(2\omega t - \psi), \quad (29)$$

где  $I_d$  — постоянная составляющая выходного тока;

$$I_d = \frac{\mu U_{1\max} \sin \psi}{2\omega L_1} = \frac{\mu \cos \psi}{2} I_{1\max}; \quad (30)$$

$I_{2\max}$  — амплитуда основной гармоники выходного тока, обусловленная процессом выпрямления переменного тока;

$$I_{2\max} = \frac{\mu U_{1\max} \operatorname{tg} \psi}{\omega L_1}. \quad (31)$$

Постоянная составляющая входного тока  $I_d$  является током, потребляемым нагрузкой с мощностью

$$P_d = U_d I_d = \frac{U_{1\max} I_{1\max}}{2}, \quad (32)$$

а основная гармоника  $i_2$  при наличии резонансного фильтра  $L_2 C_2$ , настроенного на частоту  $2\omega$ , замыкается через него. При отсутствии резонансного фильтра гармоника тока  $i_2$  совместно с высшими гармониками тока  $i_d$ , обусловленными ШИМ в преобразователе, протекает через конденсатор  $C_1$ , вызывая пульсации напряжения на нем, которые можно определить следующими выражениями:

$$\Delta U_{C_1}(I_{2\max}) = \frac{I_{2\max}}{2\omega C_1} = \frac{\mu^2 \sin \psi}{4\omega^2 L_1 C_1} U_d; \quad (33)$$

$$\Delta U_{C_1}(i_{d\sim}) \approx \frac{\pi^2}{32\epsilon^2 \omega^2 L_1 C_1} U_d, \quad (34)$$

где  $\Delta U_{C_1}(I_{2\max})$ ,  $\Delta U_{C_1}(i_{d\sim})$  — амплитудные значения пульсаций напряжения, вызванные основной  $i_2$  и высшими гармониками  $i_{d\sim}$  выходного тока.

Коэффициент мощности на токоприемнике в случае применения  $4q$ -с-преобразователя может достигать значений, близких к единице, благодаря возможности обеспечивать сдвиг  $\varphi = 0$ , а следовательно,  $\cos \varphi = 1$ . При этом коэффициент мощности в случае синусоидального напряжения питающей сети

$$\chi = \cos \varphi = \frac{I_{11}}{I_1} = \frac{I_{11}}{I_1}, \quad (35)$$

где  $I_{11}$  — действующее значение основной гармони-

ки входного тока;  $I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_1^2 dt}$  — действую-

ющее значение входного тока, которое можно найти, используя (25) в виде

$$I_1 = I_{11} \left[ 1 + \sum_{\nu=0}^{\infty} (I_1^{\nu})^2 / I_{11}^2 \right].$$

С целью получения аналитического выражения, позволяющего с достаточной точностью определять коэффициент мощности, можно найти амплитуду эквивалентной высшей гармоники входного тока

$$\Delta i_{1\text{~max}} = \frac{\pi U_d}{8 \varepsilon \omega L_1} \quad (36)$$

и выражение для коэффициента мощности

$$\chi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{\pi}{4\sqrt{6\varepsilon\mu \sin\psi}} \right]^2}} \quad (37)$$

Если учесть, что при поддержании угла  $\varphi = 0$  мощность, потребляемая нагрузкой,

$$P = P_{\text{ном}} \frac{\tan\psi}{\tan\psi_{\text{ном}}},$$

где  $P_{\text{ном}}$ ,  $\psi_{\text{ном}}$  — мощность и угол, соответствующие номинальному режиму, то выражение (37) можно преобразовать к виду:

$$\chi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{\pi P_{\text{ном}}}{4\sqrt{6\varepsilon\mu_{\text{ном}} \sin\psi_{\text{ном}} P}} \right]^2}}, \quad (38)$$

где  $\mu_{\text{ном}}$  — глубина модуляции при номинальном режиме.

На рис. 7 приведен график зависимости  $\chi(P/P_{\text{ном}})$  при  $\varepsilon = 5$ ,  $\mu_{\text{ном}} = 1$ ,  $\psi_{\text{ном}} = 45^\circ$ . Из него следует, что при  $P/P_{\text{ном}} > 0,5$  коэффициент мощности  $\chi > 0,985$ , а при  $P/P_{\text{ном}} = 1$  практически равен единице ( $\chi = 0,996$ ). При малых нагрузках ( $P/P_{\text{ном}} < 0,2$ ) коэффициент мощности преобразователя резко падает, что можно объяснить снижением основной гармоники входного тока при практическом неизменном составе его высших гармоник. Так, применительно к рассмотренному случаю при изменении мощности  $P$  от  $P_{\text{ном}}$  до 0 глубина модуляции  $\mu$  изменяется от  $\mu_{\text{ном}} = 1,0$  до  $\mu_{\text{min}} = 0,7$ , чему соответствует достаточно широкий спектр напряжения с относительно небольшими изменениями амплитуд соответствующих гармоник.

Наличие в спектре входного тока преобразователя высших гармоник ухудшает его электромагнитную совместимость с другими объектами электро-

трифицированных железных дорог и проявляется в мешающем влиянии на устройства сигнализации, связи и СЦБ. Для устранения этого влияния необходимо уменьшить амплитуды высших гармоник тока, что может быть достигнуто увеличением индуктивности реактора или увеличением кратности  $\varepsilon$ .

Увеличение индуктивности реактора  $L_1$  больше значений

$$L_{1\text{max}} = \frac{U_{1\text{~max}}^2}{2\omega P_{\text{max}}},$$

где  $P_{\text{max}}$  — максимальная мощность нагрузки, следует признать нецелесообразным, так как при этом существенно должно возрасти напряжение на выходе преобразователя  $U_d$ .

Увеличение кратности  $\varepsilon$  также следует признать нежелательным, так как это требует увеличения частоты коммутаций в преобразователе и вызовет увеличение мощности потерь.

Поэтому в практических схемах преобразователей нашел применение способ снижения мешающего влияния, основанный на параллельном подключении нескольких, обычно двух, преобразователей к общей нагрузке (рис. 8). При этом возможны два различных алгоритма управления преобразователями.

**Первый.** Оба  $4q$ -преобразователя работают в режиме ДДШИМ с одинаковой кратностью  $\varepsilon$ . Однако модулирующие сигналы для первого преобразователя  $u'_{m1} = U_{m\text{~max}} \sin \left[ \omega t - \psi + \frac{\pi}{4\varepsilon} \right]$  и для второго  $u''_{m1} = U_{m\text{~max}} \sin \left[ \omega t - \psi - \frac{\pi}{4\varepsilon} \right]$  дополнительно смещают на углы  $\pm \frac{\pi}{4\varepsilon}$ , сохраняя при

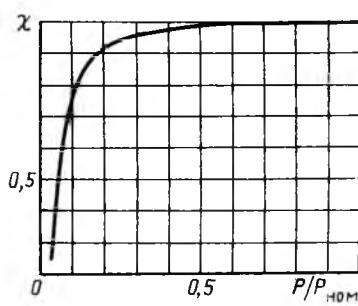


Рис. 7

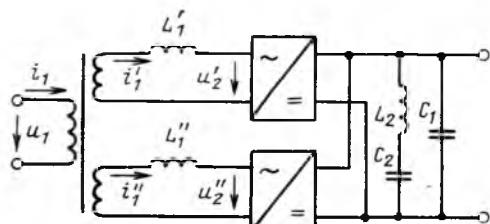


Рис. 8

этом начальный фазовый сдвиг между высокочастотным сигналом треугольной формы и синусоидальным модулирующим сигналом. В спектрах напряжения гармоники получат дополнительный фазовый сдвиг

$$\Delta\psi'_{\nu} = -\Delta\psi''_{\nu} = (2\nu + 1) \frac{\pi}{4\varepsilon},$$

который для некоторых гармоник может иметь значение, близкое к  $\pm\frac{\pi}{2}$ . Например, при  $\varepsilon = 5$

дополнительный сдвиг  $\Delta\psi'_{\nu} = \frac{9}{20}\pi$  для  $\nu = 4$  и

$\Delta\psi'_{\nu} = \frac{11}{20}\pi$  для  $\nu = 5$ . Соответственно дополнительные фазовые сдвиги получат и гармоники токов  $i'_1$  и  $i''_1$  вторичных обмоток трансформатора, к которым подключены 4q-S-преобразователи. В результате же токе первичной обмотки трансформатора  $i_1 = \frac{1}{k_t}(i'_1 + i''_1)$ , где  $k_t$  – коэффи-

циент трансформации трансформатора; указанные гармоники тока будут существенно ослаблены, так как они будут находиться практически в противофазе. Для тех гармоник тока, дополнительный фазовый сдвиг которых составит  $\Delta\psi'_{\nu} \approx \pi$  (например,  $\nu = 9; 10$ ), следует ожидать некоторого их увеличения в токе  $i_1$ . Однако из-за высокой частоты этих гармоник амплитудные их значения остаются достаточно малыми. Особенностью рассмотренного способа управления является необходимость несколько завышать мощность вторичных обмоток трансформатора, так как и основные гармоники токов  $i'_1$  и  $i''_1$  получают дополнительный фазовый сдвиг. Коэффициент увеличения мощности вторичных обмоток трансформатора можно оценить величиной  $1/\cos\left[\frac{\pi}{4\varepsilon}\right]$ .

Свободным от последнего недостатка является второй алгоритм управления 4q-S-преобразователями. Оба преобразователя работают в режиме ДДШИМ с различными кратностями, отличающимися на единицу, например,  $\varepsilon'' = \varepsilon' + 1$ . Модулирующие сигналы при этом имеют одинаковые фиксированные фазовые сдвиги  $\psi' = \psi'' = \psi$ , и глубина модуляции для каждого преобразователя одинаковая  $\mu' = \mu'' = \mu$ . Напряжение на входе каждого преобразователя, в силу целочисленного значения  $\varepsilon'$  и  $\varepsilon''$ , имеет в своем составе гармоники с одинаковыми частотами, амплитуды которых определяются из выражения (22). При этом некоторые гармоники в напряжениях  $u'_2$  и  $u''_2$  будут иметь одинаковые или различные амплитуды и находиться в противофазе. Например, при  $\varepsilon' = 5$  и  $\varepsilon'' = 6$  гармоники напряжения  $u'_2$  и  $u''_2$  для ин-

декса  $\nu = 5$  имеют одинаковые амплитуды и взаимный сдвиг по фазе, равный  $\pi$ , гармоники напряжений для индексов  $\nu = 10; 11$  также находятся в противофазе, однако амплитуды их в напряжениях  $u'_2$  и  $u''_2$  будут различны и определятся глубиной модуляции  $\mu$ . Так, при  $\mu \approx 1,0$  для индексов  $\nu = 10; 11$  гармоники напряжений будут иметь приблизительно одинаковые амплитуды. Учитывая, что гармоники тока  $i'_1$  и  $i''_1$  будут иметь аналогичные фазовые сдвиги, а их амплитуды будут пропорциональны соответствующим амплитудам гармоник напряжения, в токе первичной обмотки трансформатора отдельные гармоники (например, для  $\nu = 5$ ) будут полностью отсутствовать, а остальные будут значительно ослаблены. Что же касается основной гармоники тока  $i_1$ , то она определяется суммой основных гармоник токов  $i'_1$  и  $i''_1$ , которые совпадают по фазе.

Снижение содержания высших гармоник во входном токе кроме уменьшения мешающего влияния ЭПС приводит к дальнейшему увеличению коэффициента мощности, который при работе двух преобразователей с кратностями  $\varepsilon' = 5$  и  $\varepsilon'' = 6$  достигает значения 0,999.

К недостаткам 4q-S-преобразователя следует отнести относительную по сравнению с выпрямителями с зонно-фазовым управлением сложность схемы, наличие дополнительных полупроводниковых приборов в узлах принудительной конденсаторной коммутации, а также дополнительные потери мощности в этих узлах. Последний недостаток может быть частично устранен при переходе в 4q-S-преобразователе на запираемые тиристоры.

Особенностью 4q-S-преобразователя, как преобразователя тока, является необходимость придать источнику питания свойства источника тока, что достигается увеличением индуктивности рассеяния обмоток трансформатора, т. е. увеличением напряжения КЗ, а также дополнительным включением в цепь вторичной обмотки трансформатора реактора. Кроме того, преобразование электрической энергии переменного тока в электрическую энергию постоянного напряжения, значение которого не ниже амплитудного значения напряжения на вторичной обмотке трансформатора, определяет и область применения такого преобразователя для питания потребителей, требующих постоянного, стабилизированного напряжения. Таким потребителем на ЭПС могут быть асинхронные трехфазные двигатели с автономными инверторами напряжения.

Оценивая эффективность применения 4q-S-преобразователя на ЭПС, следует учитывать и тот факт, что преобразователь позволяет работать не только с нулевым, но и с опережающим сдвигом по фазе. Для контактной сети переменного тока и

всей системы электроснабжения это эквивалентно подключению в месте нахождения ЭПС компенсирующего устройства, что позволяет повысить коэффициент мощности не только на токоприемнике, но и всей системы энергоснабжения. Увеличение коэффициента мощности системы энергоснабжения снижает токовую нагрузку контактной сети и, как следствие, уменьшает потери мощности в ней, которые в некоторой степени компенсируют увеличение потерь мощности непосредственно в преобразователе.

Рассмотренный преобразователь обеспечивает работу ЭПС также и в режиме рекуперации электрической энергии от зажимов постоянного напряжения  $U_d$  в контактную сеть. С этой целью достаточно изменить сдвиг по фазе  $\psi$  между напряжением  $u_1$  и модулирующим напряжением  $u_M$  с отстающим на опережающий. При этом возможна работа преобразователя как с нулевым, так и с опережающим фазовым сдвигом  $\varphi$  на токоприемнике локомотива. В случае  $\varphi = 0$  зависимость

коэффициента мощности  $\chi(P/P_{\text{ном}})$  сохраняется и для тягового режима, а значения коэффициента мощности при  $P > 0,5P_{\text{ном}}$  практически равны единице.

#### Список литературы

1. Kehrmann H., Lienau W. and Nill R. Vierquadranten Steller-eine netzfreundliche Einspeisung für Triebfahrzeuge mit Drehstromantrieb // Elektrische Bahnen 45 (1974). N. 6. S. 135–142.
2. Жулев О. Н., Валтонен П. Электровоз ВЛ86Ф с асинхронными тяговыми двигателями // Электротехника. 1986. № 4. С. 16–20.
3. Gutlein H. Die neue elektrische Lokomotive 120 der Deutschen Bundesbahn in Drehstromantriebstechnik // Elektrische Bahnen 77 (1974). N. 9. S. 248–257.
4. Нейман Л. Р., Поссе А. В., Слоним М. А. Метод расчета переходных процессов в цепях, содержащих вентильные преобразователи, индуктивности и ЭДС // Электричество. 1966. № 12.

УДК 621.382.2.026.001.5

## ГАРМОНИЧЕСКИЙ СОСТАВ ПОТРЕБЛЯЕМОГО ТОКА И ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВУХМОСТОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

В. М. АНТЮХИН, канд. техн. наук, Ю. М. ИНЬКОВ,  
доктор техн. наук

На тяговых подстанциях и на автономном подвижном составе [1] для уменьшения пульсаций в кривой выходного напряжения целесообразно использовать многофазные выпрямительные установки с последовательным соединением мостов.

В общем случае при пофазной симметрии напряжения питающей сети и моментов формирования управляющих импульсов на тиристоры силовой цепи коэффициент мощности на входе многофазного выпрямителя может быть найден по соотношению [2, 3]:

$$\lambda = \frac{I}{I_1} \cos \varphi_1,$$

где  $I$ ,  $I_1$  – соответственно действующие значения фазного тока на входе выпрямителя и его основной гармоники;  $\varphi_1$  – угол сдвига фаз между кривыми фазного напряжения и основной гармоники потребляемого тока.

У одномостовых симметрично-управляемых выпрямителей с ростом угла регулирования коэффициент сдвига существенно уменьшается, что приводит к ухудшению энергетических показате-

лей. Стремление повысить коэффициент сдвига, а следовательно, и коэффициент мощности при регулировании выходного напряжения одномостовых выпрямителей приводит к несимметричным

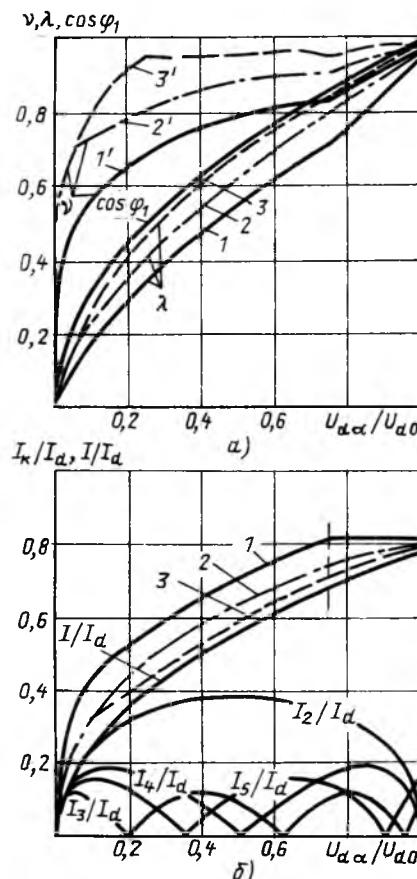


Рис. 1

способам регулирования, когда угол регулирования изменяется только у анодной (или катодной) группы вентилей. Однако при подобном способе регулирования ухудшается и гармонический состав потребляемого тока (рис. 1, б) и, как следствие этого, снижается коэффициент искажения тока  $v$  при больших углах регулирования (рис. 1, а, кривая 1'). Поэтому в тяговых установках целесообразно применять двухмостовые выпрямители, энергетические показатели которых при регулировании напряжения могут быть существенно улучшены [3, 4].

Рассмотрим три основных способа регулирования двухмостовых выпрямителей: одновременного однотипного с разными схемами соединения первичных обмоток трансформаторов, несимметричного и поочередного с одинаковыми схемами соединения первичных и вторичных обмоток трансформатора. Анализ будем проводить при следующих допущениях: напряжение источника питания симметрично по фазам и синусоидально, током намагничивания трансформатора пренебрегаем. При этом для равенства выходных напряжений

обоих выпрямительных мостов будем полагать, что коэффициент трансформации у трансформатора со способом соединения его обмоток по схеме звезда — звезда равен единице, а при соединении по схеме треугольник — звезда равен  $\sqrt{3}$ . Достоверность предлагаемой методики определения гармонического состава двухмостовых выпрямителей проиллюстрируем на примере трехфазных диодно-тиристорных выпрямителей, позволяющих реализовать все три указанных способа регулирования. (При необходимости реализация возврата энергии в питающую сеть вместо диодов в силовой цепи выпрямителя устанавливают тиристоры с углами регулирования, равными нулю). При этом в целях упрощения анализа допустим, что ток нагрузки идеально сглажен, а коммутация вентиляй мгновенная.

На основании первого и второго законов Кирхгофа для электрических и магнитных цепей можно следующим образом выразить токи питающей сети (рис. 2, а) через токи вторичных обмоток трансформатора [3, 4, 5]:

$$i_{A1} = \frac{2}{3} i_{a1} - \frac{1}{3} i_{b1} - \frac{1}{3} i_{c1}; \quad (1)$$

$$i_{A2} = \frac{i_{a2} - i_{b2}}{\sqrt{3}}. \quad (2)$$

В общем случае кривые токов вторичных обмоток трансформатора со схемой соединения обмоток звезда — звезда (рис. 2, б) могут быть выражены следующим образом [3]:

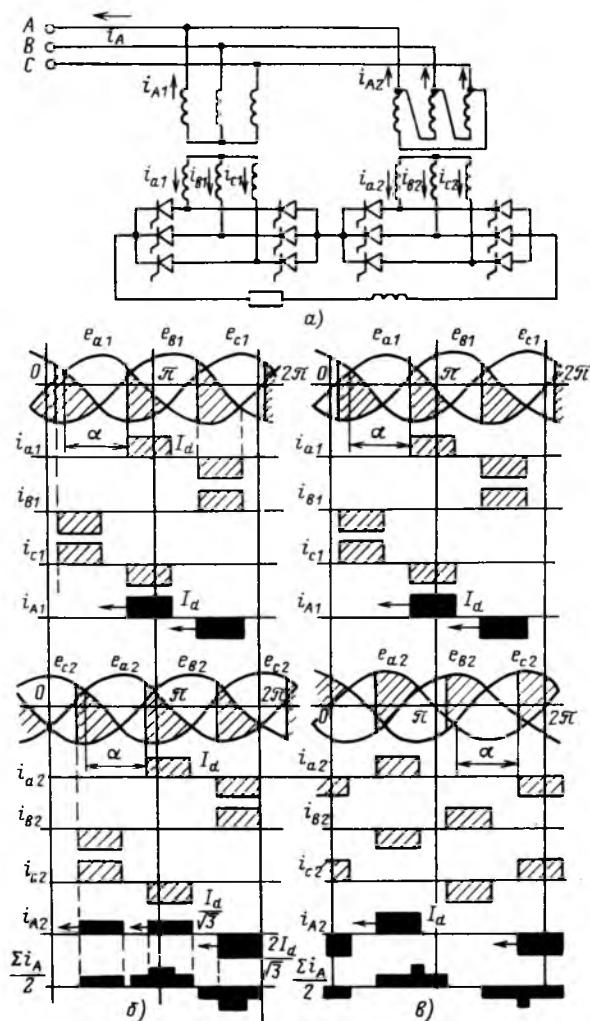


Рис. 2  
Вологодская областная универсальная научная библиотека  
[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

$$\left. \begin{aligned} i_{a1} &= \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2k} \sin [k\theta + \varphi_k] + A_0; \\ i_{b1} &= \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2k} \sin [k(\theta - 2\pi/3) + \varphi_k] + A_0; \\ i_{c1} &= \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2k} \sin [k(\theta - 4\pi/3) + \varphi_k] + A_0, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $\sqrt{2} I_{2k}$  — амплитудное значение  $k$ -й гармоники тока вторичной обмотки трансформатора;  $\varphi_k$  — начальная фаза  $k$ -й гармоники;  $A_0$  — постоянный коэффициент (для мостовых выпрямителей равен нулю).

Подставив (3) в (1), после промежуточных преобразований получим следующее выражение для тока питающей сети:

$$i_{A1} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2\sqrt{2}}{3} I_{2k} \left\{ \sin(k\theta + \varphi_k) - \frac{1}{2} \sin \left[ k \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] + \right.$$

$$+ \varphi_k \left] - \frac{1}{2} \sin \left[ k \left[ \theta - \frac{4\pi}{3} \right] + \varphi_k \right] \right\} = \\ = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2\sqrt{2}}{3} I_{2k} \left[ 1 - \cos k \frac{\pi}{3} \cos k\pi \right] \sin(k\theta + \varphi_k). \quad (4)$$

Проанализировав правую часть уравнения, можно установить, что множитель, заключенный в квадратные скобки при значениях  $k$ , кратных трем, обращается в нуль; в противном случае он равен  $3/2$ . Отсюда следует, что при питании трехфазного выпрямителя от трансформатора со схемой соединения обмоток звезда — звезда высшие гармонические составляющие, кратные трем в питающей сети, отсутствуют; отсутствует также постоянная составляющая. Остальные гармоники равны и совпадают по фазе с соответствующими гармониками тока вторичной обмотки трансформатора:

$$i_{A1} = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2k} \sin(k\theta + \varphi_k). \quad (5)$$

При соединении первичной обмотки трансформатора в треугольник токи вторичной обмотки трансформатора определяются следующим образом (рис. 2, б):

$$\left. \begin{array}{l} i_{a2} = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2k} \sin \left[ \left[ k\theta - \frac{\pi}{6} \right] + \varphi_k \right] + A_0; \\ i_{b2} = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2k} \sin \left[ \left[ k\theta - \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3} \right] + \varphi_k \right] + A_0; \\ i_{c2} = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2k} \sin \left[ \left[ k\theta - \frac{\pi}{6} - \frac{4\pi}{3} \right] + \varphi_k \right] + A_0. \end{array} \right\} \quad (6)$$

Подставив (6) в (2), после ряда преобразований получим выражение для тока на входе выпрямителя с первичными обмотками трансформатора, соединенными по схеме треугольника:

$$i_{A2} = \sum_{k=1}^{\infty} 2 \sqrt{\frac{2}{3}} I_{2k} \sin k \frac{\pi}{3} \left[ \sin k \frac{\pi}{2} \sin k(\theta + \varphi_k) + \right. \\ \left. + \cos k \frac{\pi}{2} \cos(k\theta + \varphi_k) \right]. \quad (7)$$

Проанализировав правую часть полученного выражения, можно установить, что и при соединении первичных обмоток трансформатора в тре-

угольник гармоники тока, кратные трем в питающей сети, отсутствуют. После сложения (5) и (7) получим суммарный ток питающей сети (рис. 2, б) двухмостового выпрямителя с различными способами соединения первичных обмоток трансформатора:

$$i_A = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2k} \left[ \left[ 1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \sin k \frac{\pi}{3} \sin k \frac{\pi}{2} \right] \times \right. \\ \left. \times \sin(k\theta + \varphi_k) + \frac{2}{\sqrt{3}} \sin k \frac{\pi}{3} \cos k \frac{\pi}{2} \cos(k\theta + \varphi_k) \right]. \quad (8)$$

Для упрощения последующего анализа предположим, что ток питающей сети двухмостового выпрямителя состоит из двух слагаемых: одного  $i_A'$ , обусловленного наличием в питающей сети нечетных гармоник, и другого  $i_A''$ , являющегося суммой четных высших гармонических составляющих тока:

$$i_A = i_A' + i_A''. \quad (9)$$

Для нечетных гармоник последнее слагаемое правой части выражения (8), заключенное в фигурные скобки, равно нулю  $\left[ \cos k \frac{\pi}{2} = 0 \right]$ , и поэтому можно записать:

$$i_A' = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2k} \left[ 1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \sin k \frac{\pi}{3} \sin k \frac{\pi}{2} \right] \sin(k\theta + \varphi_k). \quad (10)$$

Здесь как и ранее,  $k \neq 3, 6, 9, \dots$

Проанализировав правую часть уравнения, устанавливаем, что сомножитель, заключенный в квадратные скобки, при значениях  $k = 6 + 12n \pm 1$  (здесь  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$  — натуральный ряд чисел), равен нулю. Для остальных нечетных  $k$  этот сомножитель равен двум. Следовательно, для двухмостового выпрямителя с разными способами соединений первичных обмоток трансформаторов в питающем токе отсутствуют нечетные гармоники, номер которых определяется по выражению  $k = 6 + 12n \pm 1$ . Для оставшихся нечетных гармоник (с номером  $k = 12n \pm 1$ ) выражение (10) может быть упрощено:

$$i_A' = \sum_{k=1}^{\infty} 2\sqrt{2} I_{2k} \sin(k\theta + \varphi_k). \quad (11)$$

Сравнивая (11) с (5), устанавливаем, что для 1, 11, 13, 23, 25 и т. д. гармоник тока двухмостового выпрямителя действующее значение может быть

определен по аналогичному параметру тока питающей сети одного из его выпрямителей, увеличенному в два раза; начальная фаза  $k$ -й гармонической составляющей потребляемого тока не меняется. Напротив, если одномостовой выпрямитель заменить двухмостовым с равными выходными параметрами тока и напряжения, то ни действующее значение, ни начальная фаза 1, 11, 13, 23, 25, ... гармоник не изменятся. А так как действующее значение основной гармоники тока и ее начальная фаза не меняются, то значения коэффициента сдвига двухмостового выпрямителя при одновременном регулировании двух мостов будут совпадать с соответствующими значениями коэффициента сдвига одномостового выпрямителя. Для четных гармоник выражение (8) может быть преобразовано следующим образом:

$$i_A^t = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2k} \left[ \sin(k\theta + \varphi_k) + \frac{2}{\sqrt{3}} \cos k \frac{\pi}{2} \sin k \frac{\pi}{3} \times \right. \\ \left. \times \cos(k\theta + \varphi_k) \right]. \quad (12)$$

Анализируя правую часть полученного выражения, устанавливаем, что для четных  $k$  множитель  $\frac{2}{\sqrt{3}} \cos k \frac{\pi}{2} \sin k \frac{\pi}{3} = \pm 1$  и выражение (12) может быть представлено в следующем виде:

$$i_A^t = \sum_{k=1}^{\infty} 2 I_{2k} \sin \left[ k\theta + \varphi_k \mp \frac{\pi}{4} \right]. \quad (13)$$

Сравнивая полученное выражение с уравнениями (5) и (7), приходим к выводу, что, во-первых, действующие значения четных гармоник потребляемого тока обоих выпрямительных мостов равны, а сами гармоники сдвинуты друг относительно друга в сторону опережения или отставания на угол  $\pi/2$  и, во-вторых, действующие значения четных гармоник тока на входе двухмостового выпрямителя в  $\sqrt{2}$  раз превышают соответствующие значения гармоник потребляемого тока каждого из его мостов. Отметим, что в уравнении (13) знак "−" под символом тригонометрической функции соответствует четным гармоникам, номер которых может быть определен по формуле  $k = 3 + 12n \pm 1$ , а знак "+" соответствует гармоникам с номерами  $k = 9 + 12n \pm 1$ .

Если же двухмостовой выпрямитель с различными способами соединения первичных обмоток трансформаторов и с одновременным регулированием напряжения обоих мостов устанавливают вместо одномостового с равными выходными параметрами тока и напряжения, то, напротив, дейст-

вующие значения четных гармоник тока питающей сети уменьшаются в  $\sqrt{2}$  раз.

Таким образом, можно сделать вывод, что одновременное однотипное регулирование двухмостового выпрямителя с различными схемами соединения первичных обмоток питающих трансформаторов приводит к улучшению гармонического состава потребляемого тока: в питающей сети будут отсутствовать нечетные гармоники с порядковыми номерами, определяемыми из равенства  $k = 6 + 12n \pm 1$ ; действующие значения четных гармоник тока при регулировании уменьшаются в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению с аналогичными параметрами четных гармоник одномостового выпрямителя. Следовательно, гармонический состав потребляемого тока двухмостового выпрямителя с одновременным регулированием мостов может быть непосредственно получен исходя из соответствующих кривых одномостового выпрямителя (рис. 1, б). Так как действующее значение тока определяется по формуле:

$$I = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k}, \quad (14)$$

то в результате указанного снижения действующих значений четных гармоник и взаимокомпенсации гармоник с порядковым номером  $k = 6 + 12n \pm 1$  само действующее значение потребляемого тока (рис. 1, б, штрихпунктирная кривая 2) двухмостового выпрямителя имеет при регулировании меньшие значения, чем аналогичный параметр одномостового выпрямителя (кривая 1, рис. 1, б). В результате снижения значений потребляемого тока при регулировании увеличивается коэффициент искажения  $\nu$  и, соответственно, коэффициент мощности  $\lambda$  (рис. 1, а, кривые 2 и 2'). Значения высших гармонических потребляемого тока определяются обычно непосредственно путем разложения его кривой в ряд Фурье [2]. В этом случае для одномостового диодно-тиристорного выпрямителя со схемой соединения обмоток питающего трансформатора звезда – звезда амплитудные значения синусных и косинусных составляющих находятся по формулам (рис. 2, б):

$$\sqrt{2} I_{ks\lambda} = \frac{1}{\pi} \left\{ \int_{\pi/6 + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_d \sin k\theta d\theta - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} I_d \sin k\theta d\theta \right\} = \\ = \frac{2}{\pi} I_d \sin \frac{k\pi}{3} \left[ \sin \left( k\alpha + \frac{k\pi}{2} \right) - \sin \frac{k\pi}{2} \cos k\pi \right] \sqrt{2} I_{kc\lambda} =$$

$$= \frac{2I_d}{k\pi} \sin k \frac{\pi}{3} \left[ \cos \left( k\alpha + \frac{k\pi}{2} \right) - \cos \frac{k\pi}{2} \cos k\pi \right], \quad (15)$$

а при соединении обмоток трансформатора треугольник – звезда по аналогичным выражениям:

$$\begin{aligned} \sqrt{2}I_{ks\Delta} &= \frac{1}{\pi} \left\{ \int_{2\pi/6}^{8\pi/6} I_d/\sqrt{3} \sin k\theta d\theta - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \frac{2I_d}{\sqrt{3}} \sin k\theta d\theta + \right. \\ &\quad \left. + \int_{10\pi/6+\alpha}^{16\pi/6} \frac{I_d}{\sqrt{3}} \sin k\theta d\theta \right\} = \\ &= \frac{2I_d}{\sqrt{3}k\pi} \left[ 1 - \cos \frac{2k\pi}{3} \right] \left[ 1 - \cos k\alpha \cos k\pi \right]; \quad (16) \end{aligned}$$

$$\sqrt{2}I_{kc\Delta} = \frac{2I_d}{\sqrt{3}k\pi} \left[ 1 - \cos \frac{2k\pi}{3} \right] \cos k\pi \sin k\alpha.$$

Для обоих случаев питания действующее значение  $k$ -й гармоники (рис. 1, б) определяется из следующего равенства:

$$I_k = \sqrt{I_{ks}^2 + I_{kc}^2} = \sqrt{3} \frac{I_d}{k\pi} \sqrt{1 - \cos k\pi \cos k\alpha}, \quad (17)$$

где  $k \neq 3, 6, 9, \dots$

Действующие значения высших гармонических составляющих потребляемого тока двухмостового выпрямителя также можно определить посредством разложения кривой тока питания в ряд Фурье, однако, представляется более целесообразным воспользоваться уже известными значениями синусных и косинусных составляющих одномостовых выпрямителей, простое алгебраическое сложение которых позволит найти непосредственно синусные и косинусные составляющие  $k$ -й гармоники потребляемого тока двухмостового выпрямителя. Для двухмостового выпрямителя с выходными параметрами, равными аналогичным параметрам тока и напряжения одномостового выпрямителя (рис. 2, б – последняя диаграмма), синусная и косинусная составляющие  $k$ -й гармоники потребляемого тока находятся как полусумма соответственно синусных и косинусных составляющих одномостовых выпрямителей (так как коэффициенты трансформации у последних в два раза превышают подобные параметры трансформаторов двухмостового эквивалентного выпрямителя):

$$\begin{aligned} \sqrt{2}I_{ks\perp+\Delta} &= \frac{I_d}{k\pi} \left[ \sin \frac{k\pi}{3} \sin \left( k\alpha + \frac{k\pi}{2} \right) - \right. \\ &\quad \left. - \sin \frac{k\pi}{3} \sin \frac{k\pi}{2} \cos k\pi + \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos k\pi \cos k\alpha \right]; \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \sqrt{2}I_{kc\perp+\Delta} &= \frac{I_d}{k\pi} \left[ \sin \frac{k\pi}{3} \cos \left( k\alpha + \frac{k\pi}{2} \right) - \right. \\ &\quad \left. - \sin \frac{k\pi}{3} \cos \frac{k\pi}{2} \cos k\pi + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos k\pi \sin k\alpha \right]. \end{aligned}$$

Отсюда действующее значение  $k$ -й гармоники двухмостового выпрямителя с разными схемами соединения питающих трансформаторов при одновременном регулировании мостов найдем по соотношению

$$\begin{aligned} I_k &= \sqrt{\frac{3}{2} \frac{I_d}{k\pi} \left[ 1 - \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \frac{k\pi}{2} \sin \frac{k\pi}{3} \cos k\pi - \right.} \\ &\quad \left. - \left[ \cos k\pi - \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \frac{k\pi}{2} \sin \frac{k\pi}{3} \right] \cos k\alpha. \right] \quad (19) \end{aligned}$$

Как ранее доказано, данное выражение при значениях  $k = 6 + 12n \pm 1$  обращается в нуль; для оставшихся нечетных гармоник, не кратных трем, уравнение (19) можно упростить:

$$I_k = \sqrt{3} \frac{I_d}{k\pi} \sqrt{1 + \cos k\alpha}, \quad (20)$$

т. е. для двухмостового выпрямителя нечетные гармоники могут быть найдены непосредственно по (17).

Для четных гармоник выражение (19) упростится следующим образом:

$$I_k = \sqrt{\frac{3}{2} \frac{I_d}{k\pi} \sqrt{1 - \cos k\alpha}}. \quad (21)$$

Следовательно, для нахождения четных гармоник двухмостового выпрямителя с разными схемами соединения первичных обмоток трансформатора необходимо в  $\sqrt{2}$  раз уменьшить соответствующие значения гармоник потребляемого тока одномостового выпрямителя эквивалентной мощности (рис. 1, б).

Методику определения гармонического состава двухмостового выпрямителя при несимметричном

регулировании мостов с одинаковыми способами соединения первичных обмоток трансформатора рассмотрим на примере соединения их по схеме звезда – звезда. В этом случае выходное напряжение двух диодно-тиристорных выпрямителей регулируется синхронно. У одного из мостов регулируются моменты подачи управляющих импульсов на тиристоры катодной группы вентилей, у другого – анодной. Кривые токов, потребляемых каждым из выпрямителей, оказываются сдвинутыми на половину периода приложенного напряжения и противоположными по знаку (рис. 2, а).

Поэтому, если для одного из его мостов токи вторичных обмоток трансформатора определяются по системе уравнений (3), а ток питающей сети – по (4), то для нахождения токов вторичных обмоток трансформатора другого моста справедлива следующая система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} i_{a2} &= A_0 - \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2k} \sin \left[ k(\theta - \pi) + \varphi_k \right]; \\ i_{b2} &= A_0 - \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2k} \sin \left[ k \left( \theta - \pi - \frac{2\pi}{3} \right) + \varphi_k \right]; \\ i_{c2} &= A_0 - \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2k} \sin \left[ k \left( \theta - \pi - \frac{4\pi}{3} \right) + \varphi_k \right]. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Подставив (22) в (1), после ряда преобразований получим выражение для определения тока питания фазы А второго моста двухмостового выпрямителя:

$$i_{A2} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2\sqrt{2}}{3} I_{2k} \left[ \cos k\pi - \cos k \frac{\pi}{3} \right] \sin(k\theta + \varphi_k). \quad (23)$$

После сложения (4) и (23) получим окончательное выражение для тока питающей сети двухмостового выпрямителя при несимметричном регулировании:

$$i_A = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2\sqrt{2}}{3} I_{2k} \left[ 1 - \cos k\pi \right] \left[ 1 + \cos k \frac{\pi}{3} \right] \sin(k\theta + \varphi_k). \quad (24)$$

Здесь первый сомножитель, заключенный в квадратные скобки, для четных значений  $k$  равен нулю, для нечетных – двум; второй сомножитель в квадратных скобках для нечетных значений  $k$ , кратных трем, также равен нулю, для оставшихся нечетных значений  $k = 3/2$ . Поэтому (24) можно

упростить:

$$i_A = \sum_{k=1}^{\infty} 2\sqrt{2} I_{2k} \sin(k\theta + \varphi_k), \quad (25)$$

где  $k \neq 3, 6, 9, \dots; k \neq 2, 4, 6, \dots$

Сравнив (25) с (5), придем к выводу, что при несимметричном регулировании двухмостового выпрямителя в кривой потребляемого тока отсутствуют гармоники, кратные двум и трем. Оставшиеся нечетные гармоники могут быть найдены посредством увеличения в два раза соответствующих значений гармоник тока на входе одного из его мостов.

При замене одномостового выпрямителя двухмостовым эквивалентной мощности с несимметричным регулированием мостов коэффициенты трансформации каждого из двух трансформаторов должны быть уменьшены в два раза, что приводит к аналогичному уменьшению мгновенных значений потребляемого тока (последняя диаграмма, рис. 2, а); уменьшаются в два раза и действующие значения высших гармонических составляющих тока питающей сети. Поэтому нечетные гармоники двухмостового выпрямителя при несимметричном регулировании его мостов могут быть непосредственно определены по характеристикам одномостового выпрямителя эквивалентной мощности (рис. 1, б). Улучшение гармонического состава потребляемого тока двухмостового выпрямителя с симметричным регулированием мостов по сравнению с одномостовым происходит таким образом за счет исключения гармоник, кратных двум. В результате действующее значение потребляемого тока (рис. 1, б, кривая 3) при регулировании уменьшается, что приводит к соответствующему увеличению коэффициентов искажения и мощности (рис. 1, а, кривые 3 и 3'). А так как значения первой (основной) гармоники и ее начальной фазы не меняются, то при несимметричном регулировании двухмостового выпрямителя значения его коэффициента сдвига могут быть определены по подобному параметру одномостового выпрямителя эквивалентной мощности.

Таким образом, оба рассмотренных способа регулирования позволяют повысить энергетические показатели выпрямителя за счет улучшения гармонического состава потребляемого тока, однако значения коэффициента сдвига остаются неизменными, ограничивая возможности повышения значений коэффициента мощности при регулировании.

Одновременного увеличения значений коэффициентов сдвига и искажения при регулировании можно добиться, применив способ поочередного регулирования. Здесь на первом этапе регулирование первого моста обеспечивает увеличение выходного напряжения двухмостового выпрямителя от

нуля до половины максимального; на втором этапе выходное напряжение изменяется до максимального за счет регулирования второго моста.

Так как коэффициенты трансформации питающих трансформаторов двухмостового выпрямителя в два раза меньше аналогичного параметра одномостового эквивалентной мощности, то на первом этапе регулирования при равных углах регулирования  $\alpha$  двухмостовой выпрямитель будет иметь в два раза меньшие значения выпрямленного напряжения, мгновенных значений потребляемого тока, а следовательно, и его гармонических составляющих.

Таким образом, для первого этапа регулирования характеристики коэффициентов сдвига искажения и мощности могут быть построены, исходя из характеристик одномостового выпрямителя посредством уменьшения относительной величины выпрямленного напряжения в два раза (рис. 3).

Следовательно, при одном и том же выпрямленном напряжении энергетические показатели двухмостового выпрямителя повышаются.

Действующие значения высших гармонических составляющих входного тока двухмостового выпрямителя на первом этапе регулирования в соответствии с изложенным находятся посредством деления соответствующих значений одномостового выпрямителя на два:

$$I_k = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{I_d}{k\pi} \sqrt{1 - \cos k\pi \cos k\alpha}. \quad (26)$$

Действующие значения высших гармонических составляющих этого тока на втором этапе регулирования двухмостового выпрямителя целесообразно находить, воспользовавшись теоремой об интегрировании рядов, т. е. независимо друг от друга определять коэффициенты ряда Фурье для кривых тока каждого из мостов, а затем осуществлять их сложение. Так как на втором этапе регулирования первый выпрямительный мост работает в режиме неуправляемого выпрямителя, то коэффициенты синусных и косинусных составляющих его гармоник потребляемого тока находятся по соответствующим выражениям для одномостового выпрямителя посредством подстановки в (15) значения  $\alpha = 0$  и деления полученных результатов на два:

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{2}I_{ks1} &= \frac{I_d}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{3} \sin \frac{k\pi}{2} \left[ 1 - \cos k\pi \right]; \\ \sqrt{2}I_{kc1} &= \frac{I_d}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{3} \cos \frac{k\pi}{2} \left[ 1 - \cos k\pi \right] = 0. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Синусные и косинусные составляющие высших гармоник тока второго моста также находятся исходя из соответствующих выражений одномостово-

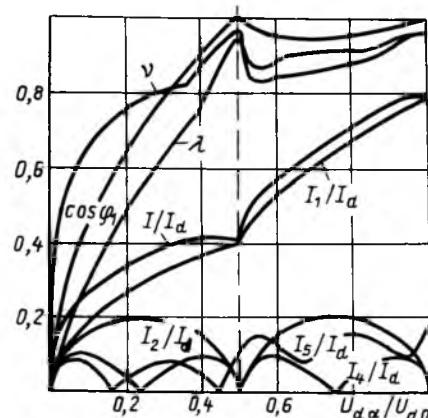


Рис. 3

вого выпрямителя, деленных на два:

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{2}I_{ks1}^2 &= \frac{I_d}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{3} \left[ \sin \left( k\alpha + \frac{k\pi}{2} \right) - \right. \\ &\quad \left. - \sin \frac{k\pi}{3} \cos k\pi \right]; \\ \sqrt{2}I_{kc1}^2 &= \frac{I_d}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{3} \left[ \cos \left( k\alpha + \frac{k\pi}{2} \right) - \right. \\ &\quad \left. - \cos \frac{k\pi}{2} \cos k\pi \right]. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Амплитудные значения синусных и косинусных составляющих суммарного тока на входе двухмостового выпрямителя определяются почленным сложением его составляющих, т. е. соответствующих составляющих токов первого и второго выпрямительных мостов.

Опустив промежуточные преобразования, запишем окончательное выражение для определения действующего значения  $k$ -й гармоники потребляемого тока на втором этапе регулирования двухмостового выпрямителя с поочередным регулированием мостов:

$$I_k = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{I_d}{k\pi} \sqrt{3 - 2 \cos k\pi + (1 - 2 \cos k\pi) \cos k\alpha}. \quad (29)$$

Для нечетных гармоник данное выражение приобретает вид:

$$I_k = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{I_d}{k\pi} \sqrt{5 + 3 \cos k\alpha}, \quad (30)$$

причем при равных углах  $\alpha$  увеличение действующих значений нечетных гармоник на втором этапе регулирования по сравнению с первым достигается за счет увеличения только синусных составляющих потребляемого тока, следствием чего является

существенное увеличение коэффициента сдвига на втором этапе регулирования (рис. 3). Для четных значений  $k$  выражение (30) дает такие же результаты, как и на первом этапе регулирования, т. е. во всем диапазоне поочередного регулирования двух мостов четные гармоники потребляемого тока находятся исходя из соответствующих значений одномостового выпрямителя посредством деления этих значений на два.

Таким образом, поочередное регулирование двухмостовых выпрямителей приводит к росту коэффициента мощности при регулировании за счет повышения значений коэффициентов сдвига и искажения.

Таким образом, применение двухмостовых выпрямителей позволяет повысить энергетические показатели установок за счет улучшения гармонического состава входного тока. При этом можно не только уменьшить пятую и седьмую гармоники тока, но и совсем исключить их.

#### Список литературы

1. Иньков Ю. М. Стабильность частоты выходного напряжения автономных транспортных систем электроснабжения // Электричество. 1984. № 4. С. 26–31.
2. Атабеков Г. И. Теоретические основы электротехники. Ч. 1. М.–Л.: Энергия, 1966.
3. Каганов И. Д. Электронные и ионные преобразователи. Ч. III. М.: Госэнергоиздат, 1956.
4. Иньков Ю. М., Ротанов Н. А., Феоктистов В. П. Преобразовательные устройства подвижного состава / Под ред. Ю. М. Инькова. М.: Транспорт, 1982.
5. Маевский О. А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. М.: Энергия, 1978.

УДК 62–83:621.333.3.001.5

## ВОЗМОЖНОСТИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ТЯГОВОГО ПРИВОДА КОНТАКТНЫХ РУДНИЧНЫХ ЭЛЕКТРОВОЗОВ

М. Н. ЖАБОЕВ, М. И. ОЗЕРОВ, кандидаты техн. наук,  
В. А. КОСИНЦЕВ, В. В. ЧУМАК, инженеры

В настоящее время практически весь парк эксплуатируемых на рудниках страны электровозов оснащен контактно-реостатными системами управления коллекторными тяговыми двигателями постоянного тока<sup>1</sup>.

<sup>1</sup> Системы управления шахтным электровозным транспортом / О. Н. Синчук, Э. С. Гузов, Н. И. Шулин, П. К. Саварский, Киев: Техника, 1985.

Анализ электрического оборудования и электрических цепей электровозов серий К7, К10, К14, 14КР для рудничной откатки в шахтах I и II категорий показал, что им присущ ряд существенных недостатков, а именно:

использование силового контроллера с ручным приводом;

практическое отсутствие защиты силовых цепей от токов перегрузки и КЗ;

отсутствие защиты от боксования и юза;

переход от последовательного соединения тяговых двигателей на параллельное, осуществляемый методом КЗ, что при ручном приводе ведет к значительным токам КЗ;

большое количество контакторной аппаратуры с дугогашением и неконтролируемым временем выключения, приводящее к выгоранию силовых контактов контроллера машиниста;

кратковременное снятие и восстановление напряжения силовой цепи из-за "отскоков" токоприемников, что является результатом неудовлетворительного содержания контактной сети и железнодорожного пути на большинстве рудников и приводящее на ходовых ступенях регулирования к недопустимым значениям токов тяговых двигателей;

ступенчатое переключение контроллером пусковых резисторов, значительно снижающее силу тяги из-за колебаний ее при переключениях. При этом характеристики двигателей постоянного тока при продолжительных включениях резисторов имеют значительно меньшую жесткость, чем естественные. Кроме того, неконтролируемое нарастание тока при пуске электровоза или при электрическом реостатном торможении приводит к боксированию или юзу двигателей электровоза;

дополнительные потери электрической энергии в пусковых реостатах, особенно при их ручном регулировании;

отсутствие системы диагностики.

Все эти недостатки сдерживают рост производительности рудничной электровозной откатки, которая является одним из главных технологических звеньев горного производства. От надежной работоспособности электровозов зависят режимы работы смежных технологических звеньев по добыче и переработке руды.

Основу технического совершенствования рудничной электровозной откатки должно составить качественное изменение систем регулирования и управления тяговым приводом электровозов. При использовании двигателей постоянного тока мощностью 45–60 кВт перспективными являются системы, выполненные на основе тиристорных преобразовательных устройств. С помощью таких устройств можно обеспечить бесконтактное плавное регулирование напряжения тягового двигателя.

Применение тиристорных импульсных преобразователей дает возможность сэкономить электро-

энергию при пуске, при этом исключить резкие колебания силы тяги и ускорения, что способствует большей реализации сил сцепления колес электровоза с рельсами. Кроме того, при уровне напряжения в контактной сети 250 В применение импульсного регулирования позволяет отказаться при пуске от последовательного соединения тяговых двигателей, что также ведет к повышению сцепных свойств электровоза и способствует увеличению массы поезда по условиям сцепления.

Тиристорные импульсные преобразователи на рудничных электровозах с тяговыми двигателями постоянного тока могут быть применены непосредственно для плавного регулирования напряжения на двигателях за счет изменения скважности импульсов, формируемых из напряжения контактной сети.

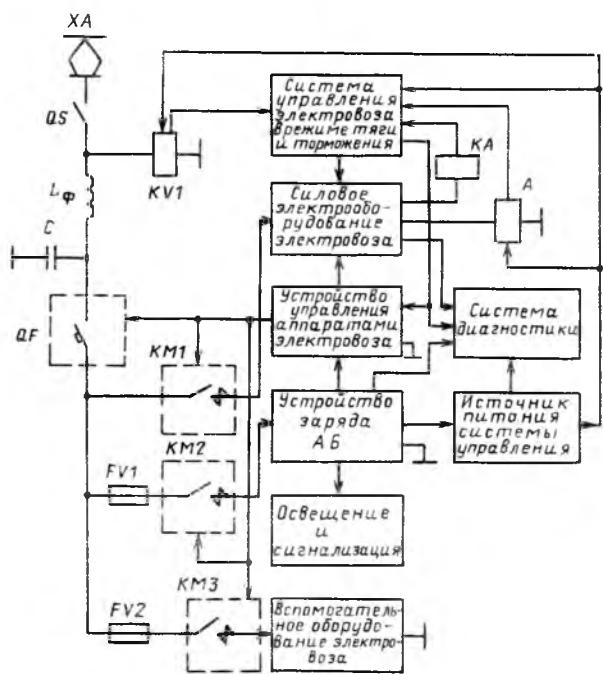
Другим способом использования тиристорных импульсных преобразователей является регулирование с их помощью значений сопротивлений пускотормозных резисторов, включенных в цепь тяговых двигателей. Этот способ наиболее предпочтителен на первом этапе усовершенствования рудничных электровозов, как наиболее простой и позволяющий одним и тем же резисторно-тиристорным блоком регулировать работу электровоза как в режиме тяги, так и в режиме электрического реостатного торможения. Наиболее простой в этом случае получается система импульсного регулирования с применением двухоперационных тиристоров.

Структурная схема электрооборудования рудничного электровоза приведена на рисунке.

Силовое электрооборудование электровоза получает питание от токоприемника  $XA$  через разъединитель токоприемника  $QS$ , главный выключатель  $QF$  и линейный контактор  $KM1$ . Силовое оборудование включает в себя тяговые двигатели, пускотормозные резисторы, тиристорно-импульсные регуляторы, реверсоры и переключатели режима (тяга — торможение).

Все контактные аппараты включаются машинистом при помощи устройства управления аппаратами электровоза.

Пуск и регулирование скорости электровоза осуществляются системой управления электровозом в режиме тяги и торможения. Система управления при задании тока двигателя машинистом решает вопросы регулирования в тяговом и тормозном режимах с учетом сигналов напряжения в контактной сети (датчик  $KV1$ ), датчика тока  $A$  и датчика боксования и юза  $KA$ . Пуск электровоза



производится по программе, что позволяет независимо от квалификации машиниста исключить электрические и механические перегрузки оборудования.

Питание системы управления электровоза и соответствующих датчиков, а также системы диагностики производится от стабилизированного источника питания системы управления, подключенного к аккумуляторной батарее.

Аккумуляторные батареи заряжаются от статического преобразователя частоты, подключенного к контактной сети через предохранитель  $FV1$  и контактор  $KM2$ , при этом обеспечивается гальваническая развязка от контактной сети.

Номинальное напряжение на аккумуляторной батарее 24 В.

Вспомогательное оборудование электровоза, состоящее в основном из двигателя компрессора, подключено к контактной сети через предохранитель  $FV2$  и контактор  $KM3$ .

Приведенная система взаимодействия электрооборудования и регулирования режимов работы рудничного электровоза позволяет гарантировать функциональную защиту тяговых двигателей и электрооборудования от перегрузок, что значительно повышает надежность электровоза и существенно упрощает функции управления электровозом.

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

УДК 621.313.333.752

## ВИБРОГАСЯЩИЙ ПОДШИПНИКОВЫЙ УЗЕЛ СПЕЦИАЛЬНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

В. И. ОРЛОВ, Ю. П. ПОВСТЯНОЙ, инженеры,

М. М. ЯКОВЛЕВ, доктор техн. наук, проф.,

Т. С. ЮРГЕНСОН, канд. техн. наук

Шум и механические колебания асинхронных двигателей (АД) обусловлены возбуждением конструкции динамическими силами, сопровождающими их работу. Следствием шума и механических колебаний являются преждевременный износ, в первую очередь подшипников, снижение производительности, нарушение функционирования и даже повреждение приводного механизма. По этим причинам проблемы, связанные с уменьшением уровней шума и вибрации, важны и актуальны.

Как правило, для обеспечения низких уровней шума и вибрации АД первоначально проводится уменьшение вибровозмущающих сил с помощью мероприятий по рациональному выбору параметров магнитной цепи, соотношения чисел зубцов статора и ротора, магнитной и электрической нагрузок, введения динамической балансировки ротора в собранном АД, использования малошумных подшипников и т. п.

Однако перечисленные методы не всегда позволяют достигнуть заданного низкого уровня шума и вибрации. Это приводит к необходимости разработки способов, направленных на повышение эффективности виброгашения, связанных с введением в конструкции АД дополнительных упругих элементов и масс.

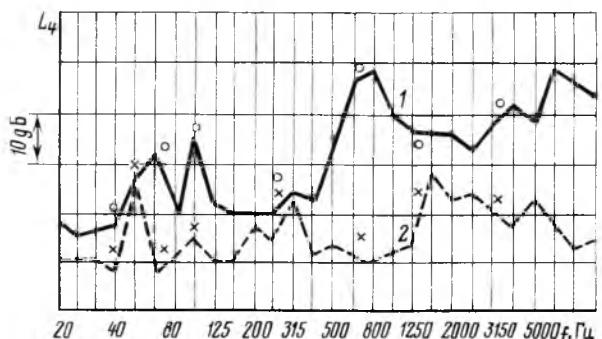


Рис. 1. Экспериментальный спектр виброускорений на опорной поверхности АД с подшипниковым узлом традиционной конструкции (кривая 1) и предложенной виброгасящей (кривая 2)

В статье представлены результаты разработки на Новокаховском электромашиностроительном заводе специального подшипникового узла для специальных АД (взрывозащищенное, химически стойкое и газогерметичное исполнение, частота синхронного вращения 3000 об/мин, мощность 1,5 кВт, напряжение питания 220 В, частота сети 50 Гц), который позволил значительно улучшить виброакустические характеристики (ВАХ).

Исследования виброактивности базового АД типа 2В132S 20М5ХГ, имеющего перечисленные технические характеристики и спектр виброускорений, измеренных на опорной поверхности, приведенных на рис. 1 (кривая 1), показали, что резервы снижения вибрации этой машины с помощью указанных методов могут быть скоро исчерпаны, и что наиболее интенсивным источником шума и вибрации являются подшипники качения [1]. Причинами динамических воздействий на подшипниковый узел могут быть неуравновешенность ротора, наличие радиальных зазоров в подшипниках, отклонение от точных геометрических форм и размеров в опорных шейках вала, разноразмерность и гранность тел качения, шероховатость дорожек качения колец подшипника, нелинейная жесткость опор, возможные перекосы, температурные изменения, электромагнитные процессы и т. д. Результаты исследований показали, что даже очень малые амплитудные составляющие спектра волнистости поверхности качения могут возбуждать вибрации со значительными ускорениями, если они относятся к достаточно высоким гармоникам.

Для удовлетворения жестких требований по ВАХ АД в последние годы подшипниковой промышленностью разработаны специальные малошумные подшипники качения высоких классов точности Ш5–Ш8. Однако важное значение для ВАХ подшипников имеет выбор посадок, который должен обеспечить фиксацию внутреннего и наружного колец, от проворачивания и сохранения необходимых радиальных зазоров. Допуски на отклонения от правильных геометрических форм посадочных мест, а также чистота обработки их поверхности должны строго соответствовать требованиям нормативно-технической документации для выбранного высокого класса точности подшипника. Практически, для подшипников, например, 5 класса точности (Ш5), эти требования становятся невыполнимыми на современных электромашиностроительных заводах. Даже если допустить, что проблему технологического переоснащения производства АД удалось бы решить в заданные сроки, то сама конструкция АД и условия его работы не обеспечивают сохранения стабильности геометрических размеров посадочных поверхностей из-за механических и тепловых деформаций. Надо также отметить, что повышение точности изготовления подшипника может увеличить его стоимость в десятки раз. Поэтому разра-

ботчики вынуждены были отказаться от использования высокоточных подшипников для получения заданных ВАХ АД и искать иные пути решения проблемы уменьшения вибрации.

Созданная оригинальная конструкция подшипникового узла обеспечила заданные жесткие требования по ВАХ при сохранении существующего технологического уровня производства АД и использовании серийных подшипников классов Ш2 и Ш3. Основная идея конструкции подшипникового узла состоит в поглощении энергии колебаний в зоне их возникновения.

На рис. 2 приведена конструктивная схема исследуемого подшипникового узла АД [2]. Между подшипниковым щитом (3) и подшипником имеется подвижная дополнительная масса (4), которая, с целью обеспечения лучшей центровки вала (5) в щите и снижения трения, отделена от щита (3) стальными шариками, размещенными в сепараторе (2). Энергия колебаний наружного кольца подшипника передается на подшипниковый щит через дополнительную массу (4) и пружину (1), что и обеспечивает виброгашение. Варьируя параметры узла, можно изменять избирательные виброгасящие свойства в заданных диапазонах частот.

Для целенаправленности воздействия на ВАХ АД была изучена динамика механической системы ротор – подшипниковый узел – корпус АД методом моделирования динамического поведения конструкции на математической модели путем исследования отклика системы на ее возбуждение с помощью известных сил. Использовалась аналитическая модель с сосредоточенными параметрами (рис. 3), которая представляет конструкции с несколькими степенями свободы в виде серии масс, соединенных друг с другом с помощью пружин и демпферов [3].

На рис. 3 приняты следующие обозначения:  $m_{11}$  – масса ротора на валу с подшипниками качения;  $m_9$  – масса подшипникового щита;  $m_{10}$  – дополнительная масса подшипникового узла;  $m_8$  – масса корпуса АД с лапами и обмотанным статором; жесткость  $c_4$  и коэффициент демпфирования  $D_3$  в системе амортизации АД, соответствующие колебаниям в радиальном направлении  $x_4$ ; жесткость  $c_6$  и коэффициент демпфирования  $D_2$  в системе подшипникового узла, соответствующие колебаниям  $x_2$ ; жесткость ротора  $c_7$ , соответствующая колебаниям  $x_1$ ; жесткость подшипникового щита  $c_5$ , соответствующая колебанию подшипникового щита  $x_3$ ;  $P_1$  – действующее усилие. Аналитическая модель базового АД с традиционными жесткими подшипниковыми узлами может быть представлена с помощью рис. 3, если из схемы исключить виброгасящие элементы  $m_{10}$ ;  $c_6$  и  $D_2$ , а элементы  $c_7$  и  $m_9$  соединить.

Обычно в задачах такого класса неизвестны распределения массы, коэффициенты жесткости и затухания колебаний реальных конструкций. Поэтому для решения ее принимается ряд допу-

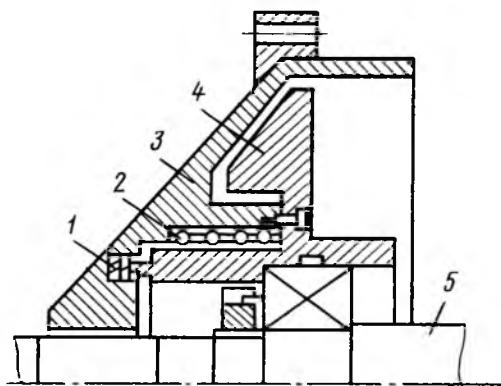


Рис. 2. Конструктивная схема подшипникового узла АД

щений и ограничений, основные из которых следующие:

аналитическая модель представляет собой абстрактную систему, состоящую из точечных масс, опирающихся на безынерционные линейные пружины и связанных с демпферами;

массы устанавливаются таким образом, что они могут перемещаться только в одном направлении, т. е. каждая масса имеет одну степень свободы;

система имеет линейные свойства, т. е. реакция всегда пропорциональна силе возбуждения;

на систему действуют гармонические силы.

Для обеспечения эффективности теоретических и расчетных исследований использовался надежный и достаточно общий метод получения математического описания колебаний конструкции – теория графов, которая как топологический метод позволила проследить основные связи в системах и провести ряд упрощений эквивалентных схем.

На рис. 4 показан график системы, который со-

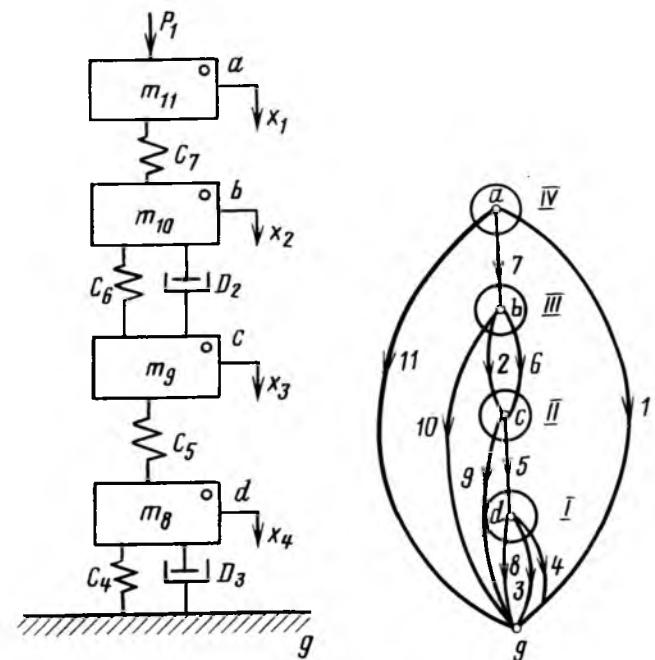


Рис. 3. Аналитическая схема колебаний АД с виброгашением (ветви 8–11) и отсечениями (I–IV) узлами

стоит из набора двухполюсников трех типов. Полюса обозначены буквами  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$  и  $g$ . Вид полюсных уравнений:  $f_i = D_i \delta$  — демпферное звено;  $f_j = C_{jj} \delta$  — упругое звено и  $f_k = m_k \delta$  — пара масса — земля, где  $f$  — усилие;  $\delta$  — амплитуда колебаний элементов  $i$ ,  $j$ ,  $k$  системы. Для записи уравнений системы дерево графа (ветви 8, 9, 10 и 11) выбрано так, чтобы заданные параллельные переменные вошли в качестве ветвей, а заданные последовательные переменные — в качестве хорд (3—7). Задана одна последовательная переменная (хорда 1). Для составления системы уравнений записаны уравнения отсечений, которые обозначены на рис. 4 цифрами I—IV. При помощи аппарата матричной алгебры составлена система зависимых дифференциальных уравнений второго порядка для амплитуды перемещения по одному уравнению для каждой массы (степени свободы) [4]:

$$\begin{aligned} & (m_8 p^2 + D_3 p + c_4 + c_5)x_4 - x_3 = 0; \\ & -c_5 x_4 + (m_9 p^2 + D_2 p + c_5 + c_6)x_3 - \\ & \quad - (D_2 p + c_6)x_2 = 0; \\ & - (D_2 p + c_6)x_3 + (m_{10} p^2 + D_2 p + \\ & \quad + c_6 + c_7)x_2 - c_7 x_1 = 0; \\ & -c_7 x_2 + (m_{11} p^2 + c_7)x_1 + P = 0. \end{aligned}$$

Так как математические модели содержат идеальные распределения сил инерции и элементов жесткости, которые не могут быть проверены экспериментально, то для отладки математической модели использовалось непосредственное сравнение параметров вибрации, определенных аналити-

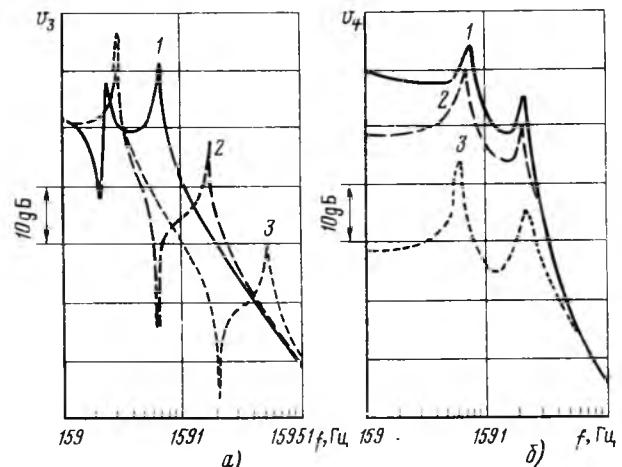


Рис. 5. Собственные колебания АД с традиционной конструкцией подшипниковых узлов:

а — виброскорость подшипникового щита: кривая 1 —  $c_5 = 10^8$  Н/м; 2 —  $10^9$  Н/м; 3 —  $10^{10}$  Н/м; б — виброскорость на корпусе: кривая 1 —  $c_4 = 10^6$  Н/м;  $D_3 = 10^5$  Н·с/м; 2 —  $c_4 = 3 \cdot 10^6$  Н/м;  $D_3 = 10^6$  Н·с/м; 3 —  $c_4 = 6 \cdot 10^6$  Н/м;  $D_3 = 10^8$  Н·с/м.

$D_3 = 10^8$  Н·с/м

чески и экспериментально. Аналитическая модель модифицировалась методом проб и ошибок с учетом практического опыта исследователей. Достигние достаточно хорошего совпадения результатов свидетельствовало о возможности проведения моделирования и внесения улучшений динамических свойств системы.

Исследования выполнялись на ПЭВМ с помощью программ MATLAB PC. Решалась задача оптимизации системы с целью минимизации колебаний при изменении дополнительной массы, коэффициентов жесткости и демпфирования элементов подшипникового узла и крепления АД к фундаменту.

Анализ системы сводился к определению специфических свойств выходной характеристики, для чего система возбуждалась с помощью известной (единичной) силы и находился отклик системы на всем исследуемом диапазоне частот от 0 до 16 000 Гц. Результат решений представлялся в виде спектра колебаний одной из масс системы. Установлено, что спектры имеют ряд всплесков, указывающих на концентрацию энергии колебаний на некоторых частотах. Изменить амплитуды всплесков и частоты их проявления можно, воздействуя на параметры исследуемой системы. Так, на рис. 5, а показано влияние на спектр виброскорости  $v_3$  подшипникового щита АД с подшипниками жесткими узлами традиционной конструкции: кривая 1 для  $c_5 = 10^8$  Н/м; 2 —  $10^9$  Н/м и 3 —  $10^{10}$  Н/м при  $c_4 = 4 \cdot 10^6$  Н/м;  $c_7 = 10^8$  Н/м и  $D_3 = 10^3$  Н · с/м,  $m_{11} = 15$  кг;  $m_9 = 4$  кг;  $m_8 = 46$  кг.

В спектре 1 видны резонансные частоты 318—397 и 1034 Гц. С увеличением жесткости подшипникового щита резонансные частоты увеличиваются соответственно в 1,5 и 7 раз и значительно уменьшаются амплитуды вибрации. На рис. 5, б для той же конструкции АД показано воздействие на вибрацию корпуса  $v_4$  параметров  $c_4$  и  $D_3$  элементов установки машины на фундамент. Параметры  $c_5 = c_7 = 10^8$  Н/м постоянны, массы не изменялись. Кривая 1 для  $c_4 = 10^6$  Н/м и  $D_3 = 10^5$  Н · с/м; 2 —  $c_4 = 3 \cdot 10^6$  Н/м и  $D_3 = 10^6$  Н · с/м; 3 —  $c_4 = 6 \cdot 10^6$  Н/м и  $D_3 = 10^8$  Н · с/м. Увеличение параметров  $c_4$  и  $D_3$  приводит к уменьшению амплитуды вибрации при сохранении резонансных частот.

На рис. 6 дан трехмерный график влияния дополнительной массы на вибрацию  $v_3$  подшипникового щита АД. Изменение  $m_{10}$  в пределах 1—3 кг позволило отстроить резонансные частоты системы в трех диапазонах: в диапазоне низких частот на 7 %, средних — на 20 % и высоких — на 25 %. Исследованиями установлено, что жесткость виброгасящего устройства  $c_6$  не влияет на колебания в направлении, перпендикулярном плоскости опоры АД. Однако в конструкции подшипникового узла она является необходимой, так как позволяет дать предварительную осевую нагрузку на

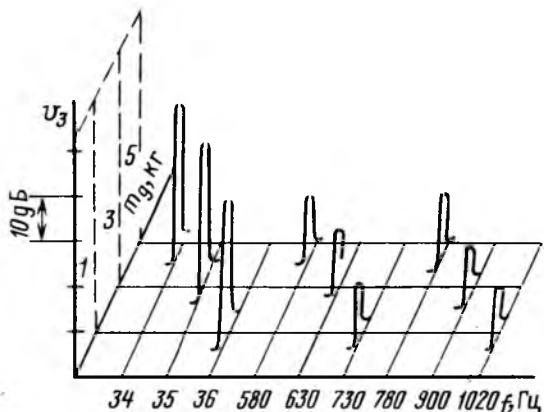


Рис. 6. Влияние на вибрацию АД дополнительной массы

подшипники. Это благоприятно сказывается на виброакустических характеристиках АД. Экспериментально определено оптимальное значение осевого усилия, равное 50 кг. Изменение коэффициента демпфирования  $D_2$  ведет к снижению амплитуды резонансного всплеска и даже к его сглаживанию в диапазоне низких частот.

Демпфирование колебаний осуществляется в результате изменения сил трения в самом узле. Для оценки упругих свойств пассивного антивибратора была проведена серия испытаний различных его модификаций. Они показали, что эти свойства можно изменять в широких пределах, так как они зависят от количества шариков, их группировки по оси АД и определяются количеством точек соприкосновения между шариками и сепаратором, внутренней и наружной обоймами. Важным свойством такой опоры является изотропность в радиальном направлении, что исключает возникновение дополнительных резонансов.

Расчеты показали, что спектр вибрации исследуемого АД с виброгасящими подшипниковыми узлами имеет следующие резонансные частоты: 38; 328; 917 и 3100 Гц. Экспериментальные исследования подтвердили наличие первой собственной частоты колебаний на 40 Гц. Сравнение подтверждает надежность принятой оценки параметров системы и эффективность используемых алгоритмов.

Анализ результатов исследования влияния параметров расчетной схемы АД на выходные вибрационные характеристики подтвердил, что вибрация является функцией дополнительной массы, пределов изменения частоты возмущающей силы, соотношения парциальных частот виброгасящего устройства и амортизаторов АД, а также демпфирующей способности упругих элементов.

Эффективность пассивного антивибратора  $\Delta L$  в области резонансных частот была определена в результате решений систем уравнений по отношению амплитуд колебаний корпуса АД для двух сравниваемых конструкций подшипниковых узлов [5]. На рис. 7, а приведены зависимости  $\Delta L = f(\beta)$  для дополнительных масс, равных 1, 2 и 3 кг.

Здесь  $\beta = \omega / \omega_b$  – отношение резонансной частоты к частоте вибровозмущающей силы. Наибольший эффект виброгашения достигается при совпадении парциальных частот  $\omega = \omega_b$ . На рис. 7, б показана эффективность предложенной конструкции для двух значений коэффициентов потерь пассивного антивибратора  $\eta_1$  и установочных амортизаторов АД  $\eta_2$ . Наибольший эффект виброгашения достигается при равенстве этих коэффициентов  $\eta_1$  и  $\eta_2$ . Зависимости рис. 7, в позволяют, если задаться эффективностью виброгашения, выбрать значения дополнительной массы при трех возможных соотношениях  $\nu = 2,4$  и 6 резонансных частот антивибратора и упругих элементов установки АД на фундамент.

Таким образом, использование предложенной конструкции подшипникового узла с пассивным антивибратором, встроенным в подшипниковый щит, позволило снизить уровень вибрации АД почти во всем спектре исследуемых частот. На рис. 2 (кривая 2) показан экспериментальный спектр виброускорения на опорной поверхности АД. Пассивный антивибратор содержит 63 стальных закаленных шарика диаметром 5 мм, расположенных в 18 аксиальных группах (9 групп по 3

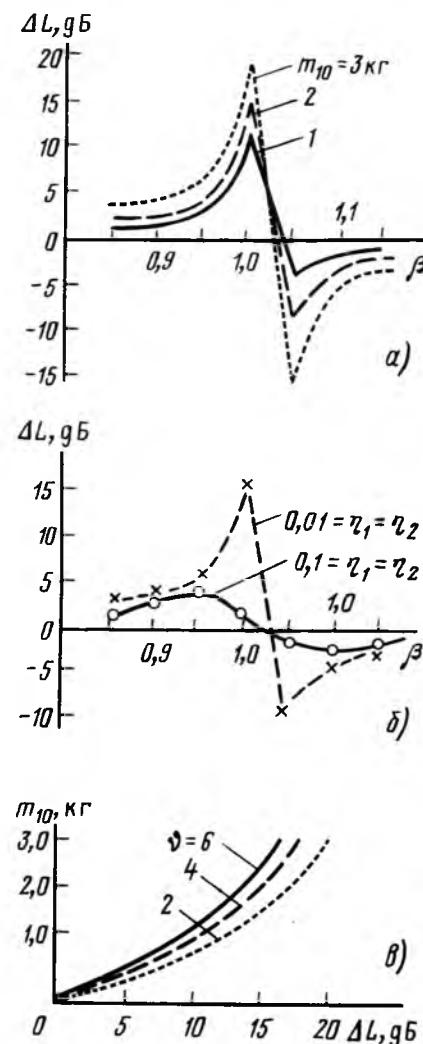


Рис. 7. Эффективность виброгашения

шарика и 9 – по 4). Точками показаны расчетные значения вибраций при следующих параметрах аналитической схемы АД:  $c_4 = 4 \cdot 10^6$  Н/м;  $c_5 = c_7 = 10^9$  Н/м;  $D_3 = 7 \cdot 10^7$  Н · с/м;  $c_6 = 10^6$  Н/м;  $D_2 = 10^{7,7}$  Н · с/м;  $m_8 = 46$  кг;  $m_9 = 4$  кг;  $m_{11} = 15$  кг;  $m_{10} = 3$  кг. Спектр воздействующих усилий приведен в таблице.

Частота $f$ , Гц	40	50	70	100	300	600	900	1350
Сила $P$ , Н	15	30	25	20	0,5	1,5	0,01	0,05

Общий уровень шума этого АД снижен на 20 дБ по сравнению с прототипом. Предложенная конструкция подшипникового виброгасящего узла практически не увеличивает массу и габарит АД по сравнению с традиционными жесткими подшипниками щитами. Недостатком предложенных опор является сложность в изготовлении,

которая увеличивает трудоемкость примерно на 15–20 %, а металлоемкость и цену АД – на 10 %.

#### Список литературы

- Повстяной Ю. П., Юргенсон Т. С., Яковлев М. М. Малошумные асинхронные двигатели // Борьба с шумом и звуковой вибрацией. М.: МДНТП. 1991. С. 5–9.
- А. с. 1403245 ССР. Подшипниковый узел электрической машины / М. М. Яковлев, Ю. П. Повстяной, В. И. Орлов, В. Н. Бондарев // Открытия. Изобретения. 1986. № 24.
- Динамика механических систем малошумных взрывозащищенных асинхронных двигателей // В. И. Орлов, Ю. П. Повстяной, М. М. Яковлев, Т. С. Юрженсон // Тр. МЭИ. 1992. Вып. 656. С. 110–123.
- Ильинский Н. Ф., Цаценкин В. К. Приложение теории графов к задачам электромеханики. М.: Энергия, 1968.
- Шапиро М. Х. Использование динамических виброгасителей для снижения вибраций электрических машин // Тр. ВНИИЭМ. М.: 1975. С. 74–82.

Поступила 6.01.93

УДК 621.313.333.2.001.2

## РАЗРАБОТКА АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ТОРЦЕВОГО ИСПОЛНЕНИЯ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ С МАЛЫМ УРОВНЕМ ВИБРАЦИЙ

В. Ю. АРТАМОНОВ, Ю. С. МАРИНИН,  
Ю. А. МОЩИНСКИЙ, Н. А. БЕССМЕРТНЫХ, кандидаты  
техн. наук

МЭИ

Разработка рассматриваемого варианта асинхронного двигателя (АД) была вызвана необходимостью создания привода для высокоточных обрабатывающих центров, в которых используются встраиваемые электрические машины, позволяющие использовать элементы обрабатывающего инструмента в качестве деталей конструкции самого электродвигателя, что в свою очередь, позволяет существенно уменьшить его габариты.

Недостатком предшествующих разработок являлась ориентация на серийно выпускаемые асинхронные двигатели и, как следствие, использование неоправданно завышенных мощностей и размеров АД и привода в целом.

Преимуществами асинхронных двигателей (АД) с короткозамкнутым ротором являются простота конструкции, надежность, отсутствие пульсаций скорости при возникновении возмущающих воз-

действий, при использовании массивных ферромагнитных роторов, обладающих демпфирующими свойствами, возможность эффективного регулирования частоты вращения изменением частоты питающего напряжения.

Исходные условия для проектирования определили круг возможных технических решений разрабатываемого электродвигателя. Условия надежной работы в шлифовальном станке при наличии металлического шлама, мельчайших частиц охлаждающей эмульсии однозначно решают вопрос выбора конструктивного решения в пользу синхронных либо асинхронных электрических машин в бесконтактном исполнении.

Наиболее эффективное использование отведенного под электродвигатель объема шлифовальной головки возможно при использовании АД торцевого типа с уменьшенной активной длиной сердечника и лобовых частей обмотки двигателя [1].

Особенностью разработанной конструкции является получение требуемой мощности в заданных габаритах обрабатывающего инструмента при обеспечении малой виброактивности привода в целом.

Для того чтобы оценить максимально возможную мощность АД, реализуемую в заданных габаритах, расчеты были проведены для АД торцевого типа с классическим типом двухслойной обмотки статора, имеющей значительные вылеты лобовых частей и большой объем меди в пазах статора, соответствующий максимально возможным электромагнитным нагрузкам  $B_\delta$  – индукции в воздушном зазоре.

ре ( $B_\delta = 0,5$  Тл) и линейной токовой нагрузке ( $A = 20 \cdot 10^3$  А/м), а также с использованием шихтованного ротора с короткозамкнутой обмоткой.

Проектный расчет АД торцевого исполнения с шихтованным ротором с короткозамкнутой обмоткой проводился в соответствии с алгоритмом, приведенным на рис. 1.

Полученные в процессе расчетов результаты являются предельными величинами для определения полезной мощности на валу  $P_2$  и электромагнитного момента  $M_3$  в заданных габаритах. Исходя из допустимой температуры нагрева при естественном охлаждении и при заданных габаритных ограничениях были получены следующие значения:  $P_2 = 375$  Вт,  $M_3 = 3,85$  Н·м,  $I_a = 1,8$  А,  $\eta = 0,69$ ;  $\cos \varphi = 0,47$ ;  $U_\phi = 220$  В;  $n_c = 1000$  об/мин;  $2p = 6$ .

Одним из возможных решений по снижению вибрационной активности АД является использование демпфирующих свойств массивного ферромагнитного ротора. К достоинствам массивного ротора может быть отнесена и высокая технологичность его изготовления. Исследования проводились с использованием слоевого метода расчета АД как для электродвигателя с гладким ферромагнитным ротором, так и для электродвигателя с ферромагнитным ротором в сочетании с короткозамкнутой алюминиевой клеткой [2].

Расчетная модель массивного ротора с пазами прямоугольного сечения приведена на рис. 2.

В качестве исходных данных принималась та же геометрия статора и ротора, что и в случае АД с шихтованным ротором. Суть метода заключается в разбиении ферромагнитного ротора по толщине на слои, в пределах каждого из которых электромагнитные свойства принимаются постоянными. На рис. 2  $\Delta_1$  — высота ярма;  $\Delta_2$  — глубина паза ротора;  $\Delta_3$  — высота магнитного клина.

Связь между индукцией и напряженностью магнитного поля на верхней и нижней границах слоя описывается следующими матричными урав-



Рис. 1. Структурная схема расчета АД с шихтованным ротором

нениями:

$$\begin{vmatrix} B_{y,i} \\ H_{x,i} \end{vmatrix} = |T_i| \begin{vmatrix} B_{y,i-1} \\ H_{x,i-1} \end{vmatrix}$$

Зубцово-пазовая зона ротора заменяется анизотропной областью, которая разбивается на  $N$  слоев (несколько сотен), в пределах каждого из которых магнитные свойства материала ротора принимаются неизменными.

Подобным образом можно рассмотреть пазы любой конфигурации. Число разбиений зависит от геометрических размеров паза и ротора в целом. Структурная схема расчета АД с ферромагнитным ротором с короткозамкнутой клеткой представлена на рис. 3. Вначале определяется глубина проник-

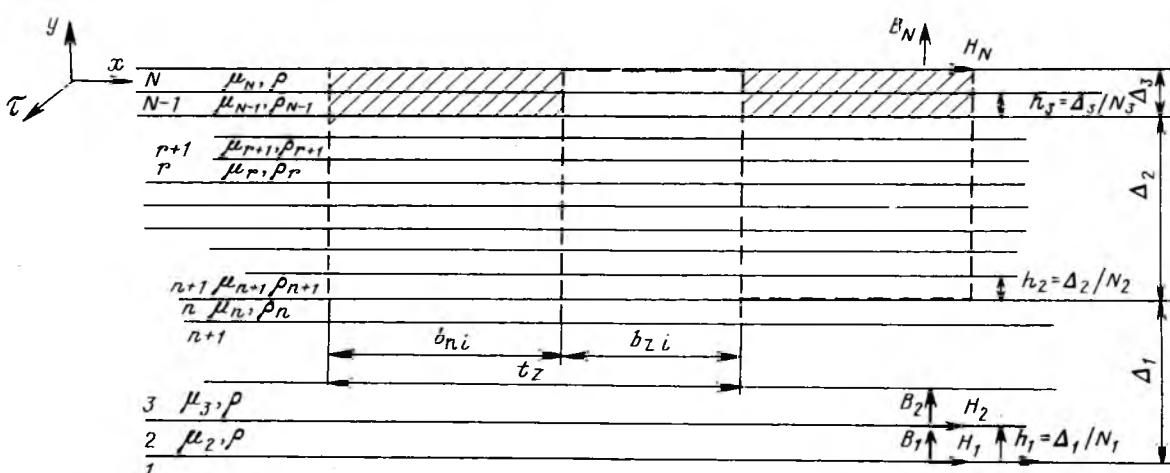


Рис. 2. Схема расчета АД с массивным ротором

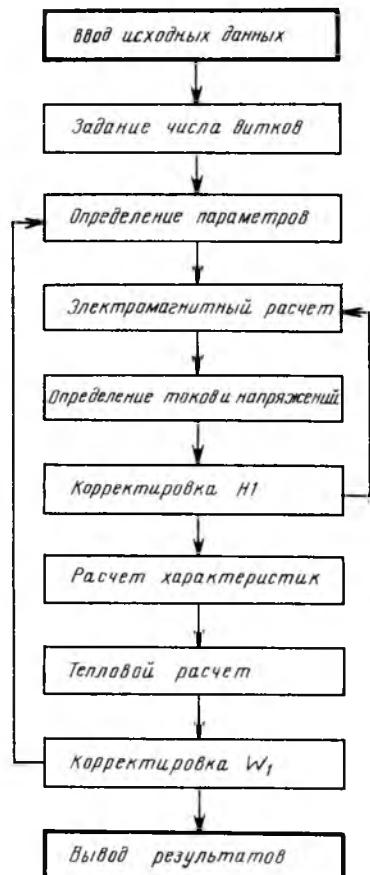


Рис. 3. Структурная схема расчета АД с массивными ротором

новения электромагнитного поля для заданной частоты и выбранной магнитной проницаемости, которая принимается за толщину активной части ротора. Полученное значение напряженности  $H_1$  служит начальным, а затем уточняется.

Задача снижения вибродействия двигателя наряду с использованием ферромагнитного ротора может быть решена путем дополнительного применения магнитного клина, располагаемого в верхней части паза статора (рис. 4). Оптимальный состав магнитного компаундного клина выбран экспери-

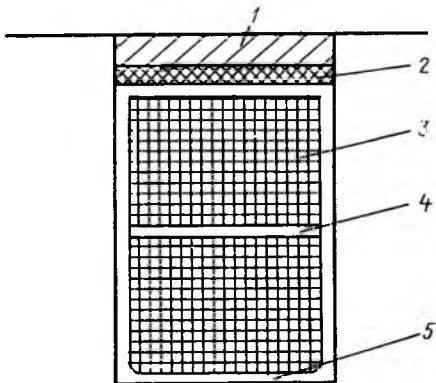


Рис. 4. Паз статора торцевого АД с магнитным клином:  
1 – магнитный клин; 2 – пазовый клин; стеклотекстолит; 3 – обмотка; 4 – междуслойная изоляция; 5 – пазовая изоляция

ментальным путем и составляет: 70 % объема – металлопорошок на основе двуокиси железа и 30 % – эпоксидный компаунд. Проведенные расчеты и последующие экспериментальные исследования показали значительное улучшение картины магнитного поля в зазоре АД и снижение его пульсации, возникающих вследствие неравномерности магнитной проводимости области паз–зубец.

Результаты расчетов и экспериментов говорят об эффективности применения короткозамкнутой клетки, совмещенной с массивным ротором, что позволяет увеличить мощность АД в 3–4 раза по сравнению с АД с гладким ферромагнитным ротором. Полезная мощность на валу при отсутствии принудительного охлаждения лимитируется значением  $P_2=55$  Вт.

Проведенные исследования показали целесообразность применения АД торцевого типа с измененной конструкцией обмотки (катушка фазной обмотки располагается на каждом из зубцов магнитопровода статора). Использование обмотки подобного типа привело к снижению МДС магнитного поля в зазоре в 4 раза по сравнению с традиционной конструкцией двухслойной обмотки. Однако жесткие ограничения по габаритным размерам делают такую конструкцию единственной возможной для применения. Вылет лобовой части уменьшился с 5 см до 5 мм. В процессе экспериментальных исследований определялись рабочие характеристики электродвигателя, т. е. зависимости потребляемой мощности  $P_1$ , коэффициента полезного действия  $\eta$ ,  $\cos \varphi$ , частоты вращения  $n$ , электромагнитного момента  $M_3$ , тока обмотки статора  $I_1$  от полезной мощности на валу, а также экспериментальное разделение потерь холостого хода. Одновременно регистрировалась температура обмотки статора.

Результаты стендовых и заводских испытаний приведены на рис. 5–7.

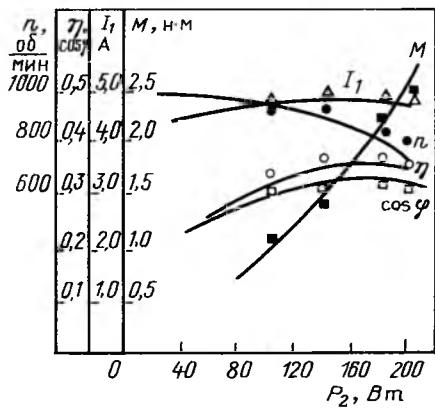


Рис. 5. Рабочие характеристики АД торцевого исполнения с классической обмоткой с массивным ротором с короткозамкнутой клеткой:  
— – расчет;  $\Delta$  – экспериментальное значение тока статора  $I_1$ ;  $\circ$  – экспериментальное значение к.п.д.  $\eta$ ;  $\square$  – экспериментальное значение  $\cos \varphi$ ;  $\blacksquare$  – экспериментальное значение электромагнитного момента  $M$ ;  $\bullet$  – экспериментальное значение скорости

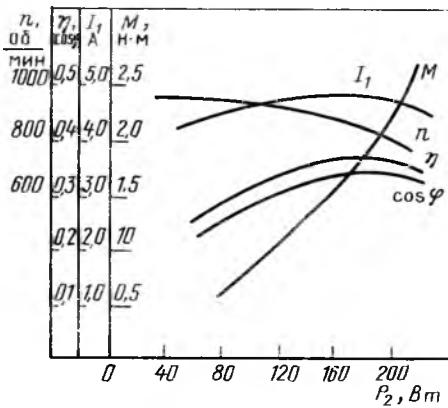


Рис. 6. Рабочие характеристики АД торцевого исполнения с классической обмоткой с массивным ротором с короткозамкнутой клеткой с магнитным клином

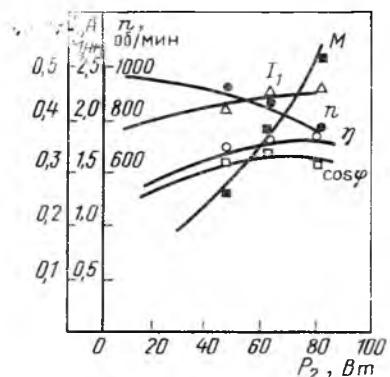


Рис. 7. Рабочие характеристики предложенного АД (обозначения те же, что и на рис. 5)

На рис. 5 представлены расчетные и экспериментальные рабочие характеристики АД торцевого исполнения с классической обмоткой с массивным ротором и короткозамкнутой клеткой.

Экспериментальные рабочие характеристики АД торцевого исполнения с классической обмоткой с массивным ротором с короткозамкнутой клеткой и с магнитным клином даны на рис. 6.

На рис. 7 представлены расчетные и экспериментальные рабочие характеристики АД торцевого исполнения с предложенной авторами обмоткой, с массивным ротором с короткозамкнутой клеткой и с использованием магнитного клина.

Сравнение экспериментальных и расчетных данных показывает хорошую сходимость результатов, что дает возможность проводить оптимизационный расчет торцевых двигателей с использованием предложенных методик.

Результаты виброиспытаний показали амплитуду вибраций на корпусе электродвигателя не более 0,01 мкм.

Таким образом, в результате проведенных расчетных и экспериментальных исследований разработана перспективная для использования во встраиваемых электроприводах конструкция АД торцевого исполнения, отличающаяся малой вибрацией.

Выводы. АД торцевого исполнения с предложенной обмоткой и массивным ротором с короткозамкнутой клеткой и магнитным клином обладают высокими рабочими характеристиками, что подтверждается экспериментальными данными. АД имеет высокий КПД, низкий коэффициент мощности и высокую реактивность, что делает его подходящим для использования в бытовых и промышленных установках с установленными жесткими ограничениями по габаритным размерам.

#### Список литературы

- Копылов И. П., Маринин Ю. С. Тороидальные двигатели. М.: Энергия, 1971.
- Маринин Ю. С., Мошинский Ю. А., Бессмертных Н. А. Расчет асинхронных двигателей с массивным ферромагнитным ротором с короткозамкнутой обмоткой // Изв. вузов. Электромеханика. 1991. № 3.

Поступила 15.12.92

## ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.316.542.027.3.066.6

### ВИБРАЦИИ КОНТАКТОВ МАЛОМАСЛЯНЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Ю. А. ФОМИНЫХ, канд. техн. наук, В. И. КУЗНЕЦОВ, инж.

У современных маломасляных выключателей на напряжение 6–10 кВ предварительный пробой контактного промежутка при включении происходит, как правило, между облицованными защитными дугостойкими металлокерамическими наконечником подвижного контактного стержня и защитными угольниками ламелей розеточного узла. Однако опыт лабораторных испытаний и исследований, а также опыт эксплуатации в энергосистемах и в ряде отраслей промышленности выключателей серии ВМПЭ-10, ВПМ-10 и подобных им по конструкции показывает, что выключатели, успешно прошедшие типовые испытания на стойкость к сквозным токам КЗ, все же имеют оплавления контактных (рабочих) поверхностей как на подвижном стержне, так и на ламелях розеточного контакта. В то же время защитные металлокерамические наконечники подвижных стержней и угольники ламелей, предназначенные для защиты этих элементов от оплавления электрической дугой, оплавляются, как правило, незначительно. Такие оплавления (рис. 1, а) возникают при операциях включения ("В") и отключения ("О") тока короткого замыкания.

Для выяснения причин значительного оплавления контактных поверхностей токоведущего под-



а)

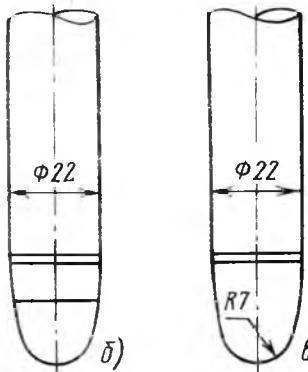


Рис. 1. Общий вид подвижного контактного стержня:  
а – поверхность после нескольких включений на ток КЗ; б – существующее исполнение наконечника; в – наконечник предложенной формы

вижного стержня и ламелей розеточного узла проведены данные исследования.

В качестве исследуемого объекта использовались розеточные контакты непосредственно серийных выключателей ВМПЭ-10 на номинальные токи 630–1000 А с нормальной (по чертежу) и в процессе исследования предложенной формой металлокерамического наконечника подвижного токоведущего стержня (рис. 1, б, в). Розеточные контактные узлы соответствовали требованиям чертежа: вытягивающее усилие контактного стержня из розеточного узла соответствовало 9–10 кГ;

контактное давление каждой ламели на стержень  $8,5 \pm 0,1$  кГ; ход подвижного стержня в розеточном узле от момента касания 60 мм.

В процессе исследования у розеточного контакта выключателя менялись только комплекты ламелей. После установки очередного комплекта ламелей их рабочие поверхности протирались ацетоном. Положение розеточного узла по отношению к подвижному стержню оставалось всегда неизменным.

Контактное нажатие ламелей на подвижный стержень во включенном положении обычно выбирается с таким расчетом, чтобы не было отбрасывания ламелей от стержня при протекании предельных сквозных токов КЗ.

В процессе многолетних исследований установлено, что оплавление контактных (рабочих) поверхностей на указанных типах выключателей возникает при коммутации различных (и не обязательно предельных) токов КЗ в операциях "В" и "О".

Усилие сжатия пружины каждой ламели, при котором происходит разрыв электрического контакта её со стержнем, измеряется при помощи динамометра. Этот момент фиксируется по разрыву электрической цепи тока, протекающего через контакт ламели со стержнем.

Экспериментальное определение сил трения контактной пары "подвижный стержень – ламель" полюса выключателя осуществлялось на установке, принципиальное устройство которой приведено на рис. 2, а.

Зависимости сил трения от положения стержня в розеточном узле показаны на рис. 3.

Отброс отдельно взятой ламели розеточного узла определялся при помощи специальной схемы, принципиальное устройство которой представлено на рис. 2, б. Данная схема позволяла осциллографировать разрывы тока при исчезновении контакта между ламелью и подвижным стержнем при совершении выключателем операций "В" и "О". Длительность разрыва тока соответствует времени свободного движения ламели под действием сил инерции. Данные исследования отброса ламелей проведены при скоростях движения подвижного токоведущего стержня при включении от 0,03 до 4,0 м/с.

На рис. 4 даны расшифровки осцилограмм по длительности замыкания ламелей со стержнем полюса выключателя в процессе операций "В" и "О".

Анализ осцилограмм, приведенных на рис. 5, проводился по следующей методике. На осциллограмме прослеживалось изменение тока нагрузки в цепи каждой ламели от начала касания ее со стержнем до момента установления неизменного значения тока. За этот промежуток движения стержня фиксировались точки, где ток начинал возрастать или убывать (т. е. от момента начала контактирования, либо до момента размыкания).

Рис. 2. Принципиальные схемы исследования:

а – общий вид установки для определения сил трения: Ш – шкала; Виз – визир; Ст – стержень; Роз – розетка; С – сосуд; Б – болт; ДС-2 – динамометр; б – схема для определения вибрации ламелей при включении: В – вибратор; Роз – розеточный узел; Ст – подвижный стержень; Б – батарея; К – рубильник; Р – рейка для записи скорости движения подвижного стержня; Маг – магазин сопротивлений

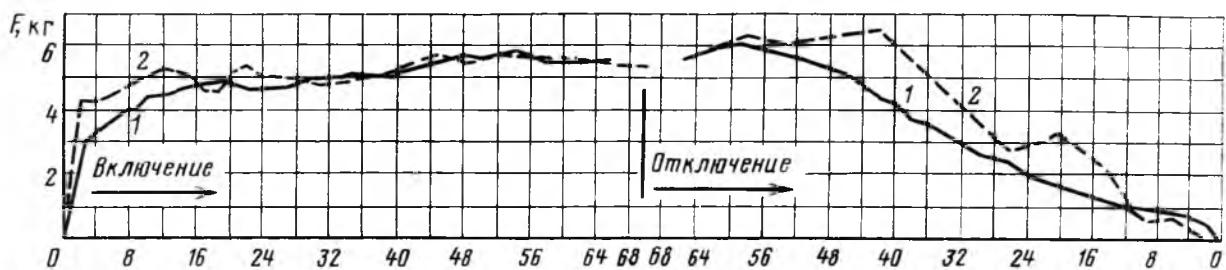


Рис. 3. Зависимость силы трения между ламеллю и стержнем от хода подвижного стержня в разеточном контакте полюса выключателя ВМПЭ-10 с наконечниками:

1 – предложенной формы, работа включения равна 31,74 кг·см, отключения – 21,36 кг·см; 2 – существующей формы, работа включения равна 37,14 кг·см, отключения – 25,6 кг·см

По этим фиксированным точкам с учетом скорости движения стержня определялись отрезки длины, на которых имелся контакт или же он отсутствовал. На рис. 4 эти отрезки наносились в масштабе для каждой ламели в отдельности, т. е. приведены результаты обработки осциллограмм, отражающие продолжительность замыкания каждой ламели с

токоведущим стержнем. Анализ показывает, что процесс разрыва электрической цепи в месте контакта ламели со стержнем не имеют простых закономерностей и носит непредсказуемый характер и не может быть описан простой математической зависимостью. Это может быть объяснено только наличием вибрации при размыкании электрической цепи токоведущего стержня с вибрирующими ламелями при операциях "В" и "О" выключателя. Аналогичные процессы с повреждением контактных поверхностей подвижного стержня с вибрирующими ламелями наглядно подтверждают полу-

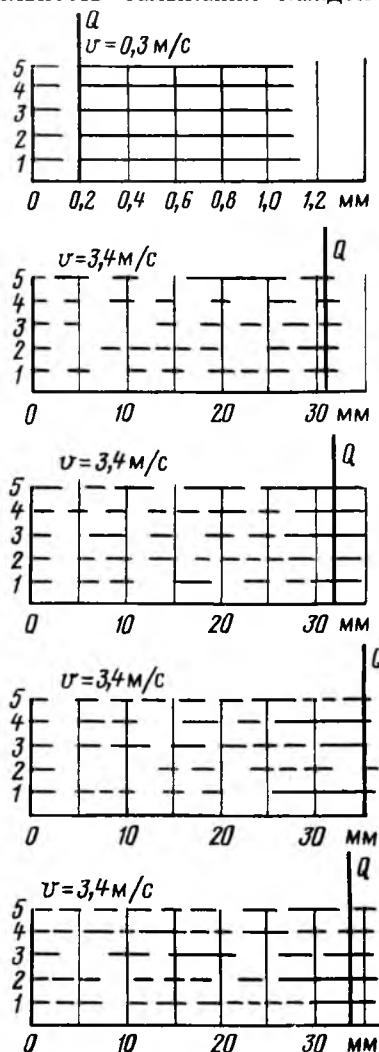


Рис. 4. Продолжительность контактирования при включении приводом подвижного стержня с разеточными узлами:

$Q$  – момент полного контактирования; 1, 2, 3, 4, 5 – номера ламелей

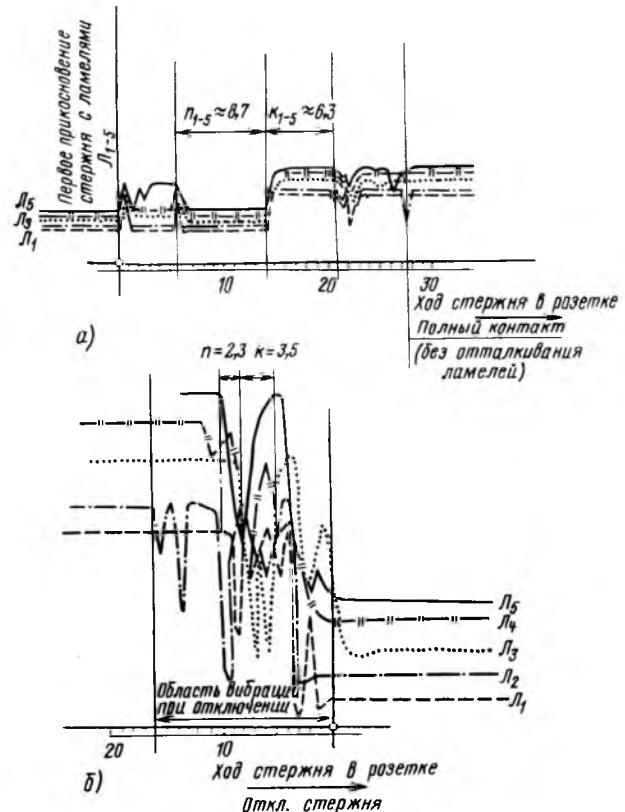


Рис. 5. Осциллограммы вибрации ламелей разеточного узла при совершении выключателем операций:

$n$  – перерыв тока в миллиметрах хода;  $k$  – касание стержня в миллиметрах хода:

а – включение при  $V=0,55$  м/с; б – отключение при  $V=1,8$  м/с

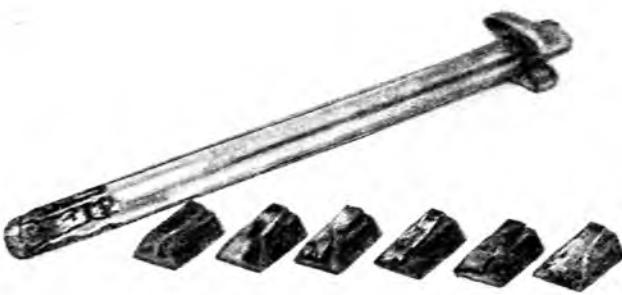


Рис. 6. Поверхности ламелей и стержня после включения на ток КЗ

ченные результаты испытаний. Это же красноречиво подтверждают ревизии маломасляных выключателей, коммутировавших токи КЗ как в условиях эксплуатации, так и результаты коммутационных испытаний в лабораториях НИИ НПО УЭТМ, в РЭУ "Свердловэнерго" и "Свердловэнергоремонт". Исследования показали, что суммарное время отсутствия контакта между ламелями и стержнем зависит от скорости движения токоведущего стержня и от формы поверхности его наконечника.

Из анализа осцилограмм и графиков (рис. 4, 5) видно, что повторяемость в характере вибрации ламелей отсутствует. Установлено, что при определенных скоростях движения контактного стержня относительно розеточного контактного узла при соприкосновении возникает вибрация ламелей розеточного контакта, в результате чего электрический контакт между подвижным токоведущим стержнем и ламелями частично или полностью прерывается и между ними возникает электрическая дуга, в результате чего оплавляются рабочие контактные поверхности подвижного стержня и ламелей (рис. 6).

Следовательно, причиной повышенного износа, а в ряде случаев оплавления и сваривания рабочих поверхностей подвижного токоведущего стержня и ламелей розеточного узла является не только отброс ламелей от стержня при совершении выключателем операции "В" и "О", но и последующая вибрация. Вибрация контактов возникает при их соударении в положении начального касания. С этой целью необходимо найти степень вибрации контактов. Полное время отбраса ламелей определяется временем существования дуги, которая вызывает износ контактных поверхностей. Время вибрации может быть экспериментально определено посредством осциллографирования или использования специальных приборов.

## Выводы

1. Скорость вибрации ламелей зависит от скорости движения подвижного стержня при включении и от формы поверхности контактного металлокерамического наконечника.

2. Скорость включения существенно влияет на эрозию контактных поверхностей стержня и ламелей. По мере уменьшения скорости включения стержня число разрывов тока уменьшается, длина поверхности стержня, подверженная воздействию электрической дуги при вибрации ламелей, также уменьшается.

3. Предложенная специальная форма наконечника подвижного токоведущего стержня позволяет уменьшить вибрацию ламелей и тем самым снизить эрозию контактных рабочих поверхностей за счет уменьшения сил трения при входе и выходе подвижного стержня из розеточного узла.

Поступила 8.11.92

УДК 621.316.937.001.24

## ТОКИ, ПРОТЕКАЮЩИЕ ЧЕРЕЗ ОПН ПРИ УДАРАХ МОЛНИИ В ОПОРЫ ЛЭП

У ВЕЙ-ХАНЬ, проф., ХЭ ЦЗИН-ЛЯН, инж.

Цинхуа Университет, Пекин, КНР

В последнее время развивались новые конструкции нелинейных ограничителей перенапряжений (ОПН) и расширялись области их применения.

Корпуса ОПН стали изготавливать из полимерных материалов, например, из кремнийорганической резины. Использование полимерных корпусов позволяет существенно снизить массу аппаратов, исключить возможность взрывоопасности фарфоровых корпусов традиционного исполнения, улучшить теплоотвод ограничителей [1-4].

Вместе с тем, в некоторых странах стали использовать ОПН с полимерными корпусами для ограничения перенапряжений на линиях передачи. Как сообщалось, в США с 1982 г. были установлены 75 ОПН с полимерными корпусами на линии 138 кВ, в Японии – 4670 ОПН с полимерными корпусами на линиях 33–275 кВ общей протяженностью 610 км, а также новые опытные образцы ОПН на линии 500 кВ [4].

В литературе описаны два направления применения ОПН, установленных на линиях передачи: для повышения грозоупорности линии, особенно для опор с большими импульсными сопротивлениями заземления [3, 4] и для глубокого ограничения коммутационных перенапряжений линий сверхвысокого напряжения [1, 5]. И в том, и другом случае ограничители должны выдерживать протекающий ток и энергию поглощения при ударах молнии на линиях.

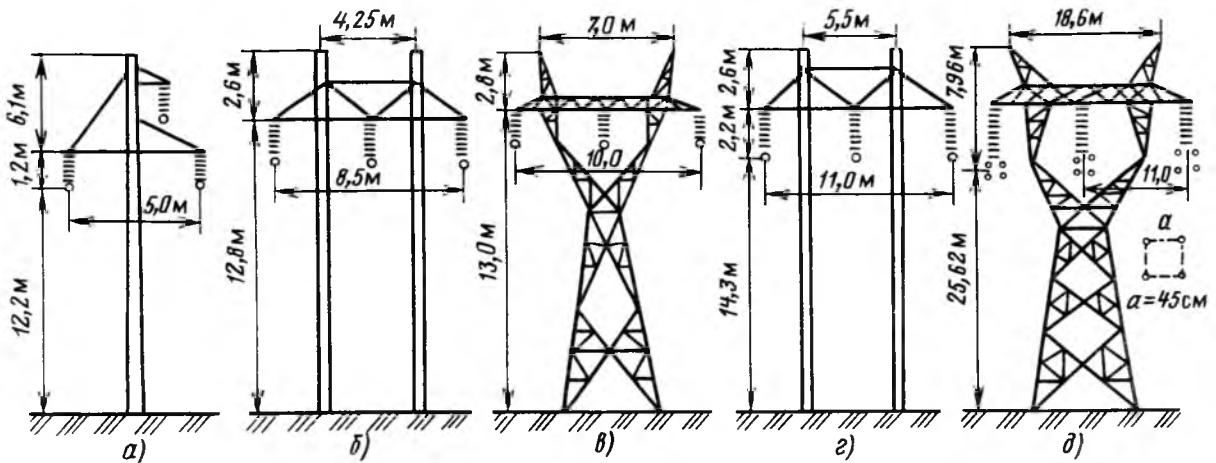


Рис. 1. Опоры линий передачи 110–500 кВ

Статья посвящена расчету протекающего тока и энергии поглощения ОПН при ударах молнии на опорах линии. В [1] приведен анализ протекающего через ОПН тока в случаях прорыва молнии на провода сквозь тросовую защиту.

Все результаты расчета получены цифровым методом с помощью программы электромагнитных переходных процессов EMTP [6]. Расчет выполнен с учетом практической нелинейности вольт-амперной характеристики ОПН и распределенных параметров многопроводной системы, включая все провода и тросы линии передачи. Поскольку при ударе молнии на линии расстояние действия молнии значительно меньше расстояния транспозиции линии, в расчете надо учитывать несимметричность этих параметров.

**Основные параметры линий передачи и ограничителей перенапряжений.** *Параметры линий электропередачи ЛЭП.* На рис. 1 показаны пять типичных опор линий передачи 110–500 кВ. В табл. 1 приведены основные параметры опор, проводов и тросов, по которым можно рассчитать электрические параметры линий.

**Параметры ZnO-ограничителей перенапряжений.** В табл. 2 приведены электрические параметры ZnO-ограничителей китайского производства по проекту HITACHI (Япония). Кроме того, все ограничители различных номинальных напряжений должны дважды выдерживать испытание импульсным током 60 кА, 4/10 мкс.

По данным табл. 1 и 2 следует, что импульсное разрядное напряжение линейных изоляторов ( $U_{50\%}$ ) обычно выше максимального остающегося напряжения ОПН при импульсном токе 10 или 20 кА, 8/20 мкс. Следовательно, для повышения грозоупорности ЛЭП вполне возможно применение ОПН с более высоким остающимся напряжением, чем у ОПН, установленных на подстанциях. В расчете было исследовано влияние остающегося напряжения ограничителей на протекающие токи.

**Результаты расчета тока ОПН при ударе молнии в опору.** На рис. 2 показана расчетная схема

Таблица 1

Основные параметры линий передачи

Класс напряжения, кВ	Длина про-ла-та, м	Опора			Провода		Тросы	
		Тип со-гла-сно-рис. 1	$U_{50\%}$ , кВ	Вол-во-ко-ро-ти-ле-ни-опо-ры, Ом	Диа-метр, мм	Стре-ла-ве-са-м	Диа-метр, мм	Стре-ла-ве-са-м
110	300	A	700	250	16,72	5,3	9,6	2,8
		B		125				
		C		150				
220	400	D	1410	125	27,36	9,5	9,6	5,3
500	400	E	2450	150	23,72	12,0	11,4	9,5

Таблица 2

Электрические параметры ZnO-ограничителей

Тип ОПН	Класс напряжения системы, кВ	Класс напряжения ОПН, кВ	Максимальное остающееся напряжение при импульсном токе 8/20 мкс, кВ	
			10 кА	20 кА
Y10W-100		110	100	248
Y10W-200		220	200	496
Y10W-444		500	444	995
				1075

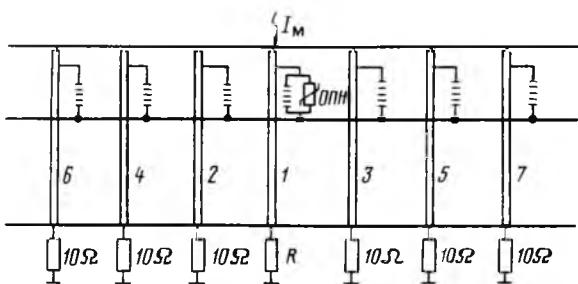


Рис. 2. Расчетная схема при ударе молнии в опору ЛЭП

волновых процессов при ударе молнии в опору, где установлены ограничители перенапряжений параллельно с гирляндами изоляторов каждой фазы (для простоты на рис. 2 приведена только однофазная схема). При расчете в качестве тока молнии принят импульс косоугольной формы 2,6/50 мкс.

Расчет показывает, что для повышения грозоупорности ЛЭП иногда недостаточна установка одной трехфазной группы ОПН, особенно в случае большой амплитуды тока молнии и большого сопротивления заземления опоры. При этом возможно перекрытие изоляторов соседних опор и требуется установка трех групп ОПН, т. е. установка ограничителей не только на поражаемой молнией опоре, но и на соседних опорах [3]. Однако расчет также показывает, когда отрицательная отраженная от соседних опор волна достигает поражаемой опоры, ток, протекающий через ограничитель, уже достигает амплитудного значения и начинает снижаться. Следовательно, установка ОПН на соседних опорах и значение импульсного сопротивления заземления этих опор мало влияют на амплитуду тока ОПН.

При расчете для линий 220–500 кВ учитывалось влияние рабочего напряжения на ток ОПН, а для линий 110 кВ это влияние не учитывалось из-за его малости.

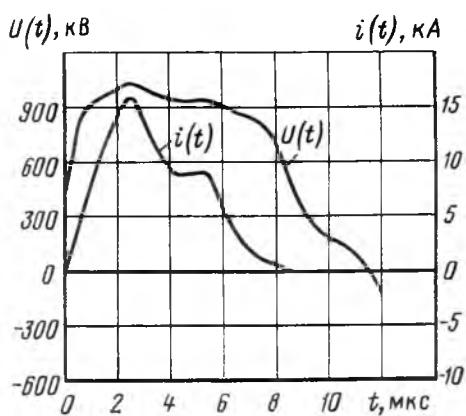


Рис. 3. Кривые протекающего тока  $i(t)$  и напряжения  $U(t)$  по ОПН для линии 500 кВ при  $I_m = 250$  кА и  $R = 40$  Ом

На рис. 3 приведены типичные импульсы протекающего тока и напряжения на ОПН при ударе молнии в опору линии 500 кВ при  $I_m = 250$  кА и  $R = 40$  Ом.

В качестве расчетных данных тока, протекающего через ОПН, выбраны максимальные значения из амплитуд трех фаз.

*Зависимость тока ОПН от амплитуды тока молнии и сопротивления заземления опоры.* В табл. 3 приведены результаты расчета зависимости амплитуды протекающего через ОПН тока  $I_{\text{ОПН}}$ , от амплитуды тока молнии  $I_m$  и значения импульсного сопротивления заземления опоры  $R$  для различных линий.

Протекающий ток увеличивается при увеличении тока молнии и сопротивления заземления опоры. Как следует из этих данных, даже при импульсном сопротивлении заземления опоры  $R = 40$  Ом и амплитуде тока молнии  $I_m = 300$  кА для линий 110–220 кВ ток ОПН не превышает 20 кА, для линий 500 кВ  $I_{\text{ОПН}} = 20,75$  кА. Вместе с тем, как показывает расчет (рис. 3), продолжи-

Таблица 3  
Зависимость  $I_{\text{ОПН}}$  от  $I_m$  и  $R$

Номинальное напряжение линии (кВ) и тип опоры	Импульсное сопротивление заземления $R$ , Ом	$I_{\text{ОПН}}$ , кА		
		при $I_m = 100$ кА	при $I_m = 200$ кА	при $I_m = 300$ кА
110 кВ (A)	10	1,78	3,50	5,70
	20	2,60	5,91	9,11
	30	3,52	7,90	12,20
	40	4,97	10,05	14,92
110 кВ (B)	10	1,42	3,01	4,59
	20	2,45	5,43	8,18
	30	3,34	7,35	11,35
	40	3,91	8,42	13,02
110 кВ (C)	10	1,06	2,68	4,30
	20	2,03	4,59	7,73
	30	2,91	6,66	10,90
	40	3,66	8,28	12,90
220 кВ (D)	10	1,24	3,56	5,86
	20	2,48	5,98	9,47
	30	3,50	8,01	12,49
	40	4,36	9,70	15,41
500 кВ (E)	10	1,82	4,80	8,35
	20	4,66	8,86	13,34
	30	5,70	11,60	17,39
	40	6,93	13,86	20,75

тельность протекающего тока не превышает продолжительности стандартного импульса тока при испытаниях варисторов ОПН (4/10 мкс). Как это уже было указано, ограничители должны дважды выдерживать испытание таким импульсным током с амплитудой 60 кА.

**Влияние остающегося напряжения ОПН на протекающий ток.** Как было указано, импульсное напряжение линейных изоляторов значительно выше, чем максимальное остающееся напряжение ОПН. Например, остающееся напряжение ОПН 110 кВ, применяемых на подстанциях, равно 248 кВ при импульсном токе 10 кА, 8/20 мкс (табл. 2), а импульсное разрядное напряжение линии 110 кВ  $U_{50\%} = 700$  кВ (табл. 1), т. е. в

2,8 раза больше. Поэтому, если целью установки ОПН на ЛЭП является повышение грозоупорности линии, то вполне возможно применение ОПН с более высоким остающимся напряжением. Однако надо подчеркнуть, что повышение остающегося напряжения ограничителей ведет к снижению эффекта ограничения коммутационных перенапряжений на линии передачи.

В расчете было исследовано влияние остающегося напряжения на ток, протекающий через ОПН.

В табл. 4 приведены результаты расчета зависимости протекающего тока  $I_{\text{ОПН}}$  от коэффициента  $K$ , равного отношению расчетного значения остающегося напряжения к указанному в табл. 2 при импульсном токе 10 кА (при этом предполагается, что нелинейность ограничителей остается неизменной). В расчете принято  $I_m = 250$  кА,  $R = 40$  Ом. Из этого следует, что при увеличении коэффициента  $K$  (т. е. при повышении остающегося напряжения) ток, протекающий через ОПН, в незначительной степени уменьшается.

Таблица 4

Зависимость тока  $I_{\text{ОПН}}$  от коэффициента  $K$

Номинальное напряжение линии, кВ (тип опоры)	K					
	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0
110 (A)	12,8	12,7	12,6	12,5	12,4	12,3
110 (B)	11,2	10,9	10,5	10,0	9,6	9,5
110 (C)	10,8	10,5	10,2	9,9	9,6	9,5
220 (D)	13,3	13,2	13,0	12,9	12,8	12,7
500 (E)	17,4	16,8	16,0	15,2	13,5	13,3

**Энергия поглощения ОПН при ударе молнии в опору.** Энергия поглощения ОПН при протекании тока

$$W = \int U(t)i(t)dt,$$

где  $i(t)$  и  $U(t)$  — протекающий ток и напряжение на ограничителе.

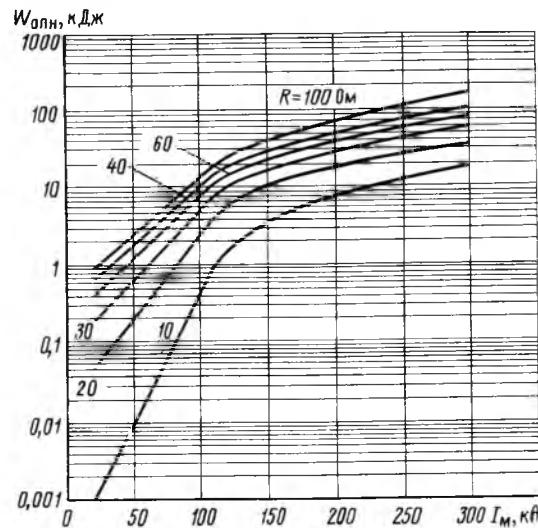


Рис. 4. Зависимость энергии поглощения  $W_{\text{ОПН}}$  от амплитуды тока молнии  $I_m$  для линии 500 кВ при различных сопротивлениях заземления опоры  $R$

На рис. 4 показаны результаты расчета зависимости энергии поглощения  $W_{\text{ОПН}}$  от тока молнии  $I_m$  для линии 500 кВ при различных импульсных сопротивлениях заземления опоры  $R = 10 \div 100$  Ом.

Из расчета следует, что даже при предельных значениях  $I_m = 300$  кА и  $R = 100$  Ом, для всех типов линий A, B, C, D, E (рис. 1) максимальная энергия поглощения, отнесенная к номинальному напряжению ограничителя, равна 1,06; 2,63; 2,89; 1,98 и 0,39 кДж/кВ. Для ограничителей 10—220 кВ и 500 кВ допустимая энергия не меньше 3 и 8 кДж/кВ соответственно. Следовательно, все эти ограничители могут выдержать энергию поглощения при ударах молнии в опоры линий.

**Повышение грозоупорности при установке ОПН на линии передачи.** Установка ОПН на линии может значительно повысить ее грозоупорность при ударах молнии в опоры. В табл. 5 приведены результаты расчета тока грозоупорности ЛЭП при установке одной группы ОПН на линии при импульсном сопротивлении опоры  $R = 10$  и 40 Ом.

Таблица 5

Ток грозоупорности при установке ОПН на линии передачи, кА

Сопротивление заземления $R$ , Ом	Тип опоры ЛЭП				
	A	B	C	D	E
10	Без ОПН	74	96	121	172
	С ОПН	146	260	276	362
40	Без ОПН	38	43	56	86
	С ОПН	76	115	130	204

Расчет показывает, что установка ОПН на линии передачи вдвое или втрое повышает ток грозоупорности линии.

При повышенном сопротивлении заземления  $R$ , с целью исключения перекрытия линейных изолаторов соседних опор, иногда требуется установка ОПН и на соседних опорах. В этом случае ток грозоупорности может повыситься еще больше, чем указано в табл. 3, при этом опоры становятся полностью грозоупорными при ударах молнии в опоры. Это интересно для специальных опор линии передачи, например, для высоких переходных опор, для опор с большим импульсным сопротивлением заземления.

## Выводы

1. Для всех типов линий 110–500 кВ, когда ток молнии  $I_m \leq 300$  кА и импульсное сопротивление заземления опоры  $R \leq 40$  Ом, максимальная амплитуда тока, протекающего через ОПН на линии при ударах молнии в опоры, обычно не превышает 20 кА (для линии 500 кВ  $I_{OPN} = 20,75$  кА при  $I_m = 300$  кА и  $R = 40$  Ом); энергия поглощения ограничителя не превышает его допустимого значения.

2. Ограничители, установленные на линиях 110–500 кВ, могут выдерживать протекающий ток и энергию поглощения при ударах молнии в опоры линии.

## Список литературы

1. Ограничение коммутационных и грозовых перенапряжений одноколонковыми нелинейными ограничителями перенапряжений // Г. Н. Александров, И. М. Богатенков, Г. А. Гусейнов и др. Электротехника. 1986. № 9.
2. Design of zinc oxide transmission line arresters for application on 138 kV towers / R. E. Koch et al // IEEE PAS-104. 1985. № 10.
3. Application of Special arresters on 138 kV lines of Appalachian Power Company / C. H. Shin et al // IEEE PAS-104. 1985. № 10.
4. Development of a 500 kV transmission line arrester and its characteristics / K. Ishida // IEEE PD-7. 1992. № 3.
5. Analysis and control of transient overvoltages on UHV transmission systems / Fakheri A. J. et al // IEEE PAS-102. 1983. № 10.
6. EMTP Rule book, BPA, Portland, Oregon, 1982, April.

Поступила 22.12.92

УДК 621.315.618.9.533-275

## ПРЕДОТВРАЩЕНИЕ КОНДЕНСАЦИИ ВЛАГИ В ЭЛЕГАЗОВОМ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИИ

В. Г. АРАКЕЛЯН, канд. хим. наук

ВЭИ им. В. И. Ленина

Руководящий документ РД 16.066-83 "Электрооборудование высокого напряжения. Технические требования к производству и методы контроля для обеспечения качества элегаза", обязательный к применению на предприятиях электротехнической промышленности, устанавливает способы поддержания качества элегаза в оборудовании в течение всего периода эксплуатации. Основу этого документа составляют технические требования к конструкции элегазового оборудования, технические требования к организации производства, нормативы качества элегаза и план мероприятий по их определению, а также методы определения нормативных показателей, причем выполнение всех положений этого документа предопределяет обеспечение нормативов качества элегаза в оборудовании в течение всего срока эксплуатации. Однако текст РД не содержит объяснений, по каким причинам возникают те или иные требования. Поэтому в статье предпринята попытка дать не

только объяснения, но и аналитическое обоснование заложенных в РД требований по одному из наиболее важных вопросов — обеспечению норматива влажности, что будет способствовать их дальнейшему совершенствованию и развитию.

Основное внимание при разработке технических требований было уделено борьбе с увлажнением изоляционных изделий. Как было показано раньше [1], изоляционные материалы могут быть основным источником влаги в электроаппарате. Поэтому РД жестко регламентирует хранение изоляторов и сборку аппаратов. Основной способ хранения — в специальных помещениях с относительной влажностью не более 40 % в течение не более полугода.

Влагосодержание изоляционного материала определяется с учетом концепции нормализованного времени, вытекающей из второго закона Фика для диффузии, для нелинейного распределения влаги по толщине материала [2]. В соответствии с этой концепцией для средней толщины изолятора, равной 2 см, пребывание изолятора во влажной среде в течение полугода соответствует суммарному увлажнению на 20 %, а в течение 10 лет — на 80 % возможного в этих условиях. Естественно, что тонкие изделия увлажняются больше. Но прослеживать за каждым изоляционным изделием и всеми колебаниями влажности у его поверхности на практике нет ни возможности, ни необходимости.

При решении вопроса предотвращения конден-

сации влаги целесообразно элегазовое оборудование разделить на три типа: аппараты внутренней установки, аппараты наружной установки и выключатели.

Рассмотрим уравнение материального баланса воды в аппарате внутренней установки. В начале эксплуатации влагосодержание элегаза составит  $C_{H_2O} \cdot \rho \cdot V \cdot 1000$ , влагосодержание изоляционных материалов после хранения в хранилище в течение полугода составит

$$B \cdot \frac{20\%}{100} g_{ki} \frac{a^*}{100} 1000,$$

где  $C_{H_2O}$  — концентрация воды в элегазе,  $\text{млн}^{-1}$ ;  $\rho$  — плотность элегаза,  $\text{кг}/\text{м}^3$ ,  $\text{г}/\text{л}$ ;  $V$  — объем аппарата,  $\text{м}^3$ ;  $B$  — относительная влажность воздуха в хранилище;  $g_{ki}$  — количество изоляционного материала сорта  $i$ , кг;  $a^*$  — предельная влажность изоляционного материала сорта  $i$  при 100 %-й относительной влажности, %.

За срок эксплуатации 10 лет диффузионным путем через уплотнения в аппарат поступит [3] количество воды (в граммах), равное

$$P_{H_2O} \Delta p \Sigma \left[ \frac{S}{x} \right] \frac{3,1557 \cdot 10^7 \cdot 18}{22 \cdot 400} \cdot 10,$$

где  $P_{H_2O}$  — влагопроницаемость материала уплотнения,  $\text{см}^3 \cdot \text{см} \cdot \text{см}^{-2} \cdot \text{МПа}^{-1} \cdot \text{с}^{-1}$ ;  $\Delta p$  — перепад парциального давления на уплотнении, МПа;  $\Sigma \left[ \frac{S}{x} \right]$  — геометрическая характеристика уплотнения, равная сумме отношений площади сечения уплотнения, перпендикулярного диффузионному потоку, к длине диффузионного пути,  $\text{см}^2/\text{см}$ ;  $3,1557 \cdot 10^7$  — количество секунд в году; 18 — молекулярная масса воды; 22 400 — молекулярный объем газа.

При нормативной концентрации влаги в товарном элегазе 15  $\text{млн}^{-1}$  количество воды в аппарате к концу эксплуатации будет равно

$$15 \cdot 10^{-3} \rho V + 2B \Sigma(g_{ki} a^*) + 253 583 P_{H_2O} \Delta p \Sigma \left[ \frac{S}{x} \right].$$

Однако, в соответствии с нормативом для аппаратов внутренней установки температура конденсации в аппарате не должна превышать  $0^\circ\text{C}$  ( $4,5 \text{ г}/\text{м}^3$ ) при температуре помещения  $20^\circ\text{C}$ . Это значит, что относительная влажность (по гигрометрическим таблицам) не должна быть больше 0,26. Влагосодержание изоляторов за 10 лет достигнет 80 % максимального и составит

$$0,8 \cdot 0,26 \Sigma \left[ g_{ki} \frac{a^*}{100} \right] \cdot 1000.$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

Материальный баланс воды в конце срока эксплуатации выразится уравнением

$$15 \cdot 10^{-3} \rho V + 2B \Sigma(g_{ki} a^*) + 253 583 P_{H_2O} \Delta p \Sigma \left[ \frac{S}{x} \right] = \\ = 4,5 V + 2,1 \Sigma(g_{ki} a^*).$$

Принимая средний перепад парциального давления воды на уплотнении  $\Delta p = 0,0017 \text{ МПа}$ , получаем:

$$15 \cdot 10^{-3} \rho V + (2B - 2,1) \Sigma(g_{ki} a^*) + \\ + 431 P_{H_2O} \Sigma \left[ \frac{S}{x} \right] = 4,5 V.$$

Как видно из уравнения, при заданном способе хранения изоляторов ( $B = 0,4$ ) они оказываются в начале эксплуатации суще, чем могут быть в конце ( $2B < 2,1$ ), т. е. они даже поглотят некоторое количество воды. Однако, распределение воды по толщине изолятора неравномерно и приповерхностные слои будут значительно увлажнены, так что сначала изолятор будет отдавать воду в элегаз. С учетом разнообразия процессов, перераспределения влаги в изоляционных изделиях и их малых скоростей можно принять, что в целом влияние изолятора на влажность элегаза будет нивелировано установленным способом хранения и ограничениями на время сборки аппаратов. Тогда уравнение упростится

$$4,5 V = 15 \cdot 10^{-3} \rho V + 431 P_{H_2O} \Sigma \left[ \frac{S}{x} \right].$$

При средней плотности элегаза, равной 18–22  $\text{кг}/\text{м}^3$ , будем иметь уравнение

$$4,2 V = 431 P_{H_2O} \Sigma \left[ \frac{S}{x} \right].$$

Отсюда получаем простое выражение, которое можно назвать "лимитом на уплотнения":

$$P_{H_2O} \Sigma \left[ \frac{S}{x} \right] \approx 10^{-2} V.$$

Оно ограничивает геометрические размеры уплотнения в зависимости от объема аппарата и применяемого для герметизации сорта резины. Это условие предопределяет поддержание норматива влажности в аппаратах внутренней установки в течение всего срока эксплуатации, если при производстве были выполнены требования на хранение изоляторов и сборку аппаратов. Лимит на уплотнения, необходимый для выполнения норматива влажности в аппаратах внутренней установки, распространен на все типы аппаратов как условие ограничения диффузионного поступления воды в аппарат.

Аппараты наружной установки подвержены колебаниям температуры и для борьбы с конденсацией влаги в них располагают патроны для предотвращения конденсации с адсорбентом – цеолитом  $\text{NaX}$ . В связи с этим, в материальном балансе воды появляется еще один член, определяющий влагосодержание цеолита:

$$15 \cdot 10^{-3} \rho V + 2B\Sigma(g_{ki} a^{\circ}_{ki}) + 253\,583 P \Delta p_{H_2O} \Sigma \left[ \frac{S}{x} \right] + q a^{\circ}_{\text{NaX}} = A V + 10 \cdot 0,8 p / p_s \Sigma(g_{ki} a^{\circ}_{ki}) + q a^{\circ}_{\text{NaX}},$$

где  $q$  – количество цеолита, г;  $p/p_s$  – относительная влажность газа;  $A$  – абсолютная влажность, г/ $\text{м}^3$ ;  $a^{\circ}_{\text{NaX}}$ ,  $a^{\circ}_{ki}$  – адсорбционная емкость цеолита, г/г.

В соответствии с нормативом влажности для этого типа аппаратов температура конденсации влаги должна быть на  $20^{\circ}\text{C}$  ниже температуры аппарата. Исходя из формулировки, определяем значения  $A$ ,  $p/p_s$ ,  $a^{\circ}_{\text{NaX}}$ . Так, для температуры  $-25^{\circ}\text{C}$  (по гигрометрическим таблицам  $A = 0,467 \text{ г}/\text{м}^3$ ) абсолютная влажность в конце срока эксплуатации должна соответствовать температуре конденсации  $-45^{\circ}\text{C}$  ( $A = 0,0532 \text{ г}/\text{м}^3$ ), а относительная влажность  $p/p_s = A/A_t = 0,114$ , где  $A_t$  – абсолютная влажность при насыщении при температуре  $t$ , г/ $\text{м}^3$ . Влагосодержание цеолита  $a^{\circ}_{\text{NaX}}$  (по изотерме адсорбции, здесь не приводится) при  $-25^{\circ}\text{C}$  и  $p/p_s = 0,114$  составит 0,225 г/г. Исходное влагосодержание цеолита после прокалки и регламентированного контакта с атмосферным воздухом при установке патрона в аппарат  $a^{\circ}_{\text{NaX}}$  не должно превышать 0,017 г/г. Перепад парциального давления на уплотнении этого типа аппарата примерно равен 0,001 МПа. Чтобы исключить влияние изоляционных материалов, их общее влагосодержание должно быть равно влагосодержанию в конце срока эксплуатации

$$2B\Sigma(g_{ki} a^{\circ}_{ki}) = 10 \cdot 0,8 p / p_s \Sigma(g_{ki} a^{\circ}_{ki}).$$

Отсюда можно найти решение по обеспечению этого условия. Для нижней границы рабочей температуры в интервале от  $-45$  до  $-60^{\circ}\text{C}$  значение  $p/p_s$  в среднем равно 0,1. Тогда из равенства вытекает, что  $B = 0,4$ , т. е. условия хранения изоляторов в атмосфере с 40 %-й относительной влажностью в течение полугода не позволят изоляторам набрать большее количество воды, чем ее может быть в конце срока эксплуатации, и, следовательно, их влияние на влажность элегаза в аппарате будет нивелировано. Оставшееся упрощенное

уравнение материального баланса воды

$$0,015 \rho V + 253\,583 P_{H_2O} \Delta p \Sigma \left[ \frac{S}{x} \right] + q a^{\circ}_{\text{NaX}} = A V + q a^{\circ}_{\text{NaX}}$$

может быть далее упрощено введением средней плотности элегаза в аппаратах этого типа ( $18\text{--}22 \text{ кг}/\text{м}^3$ ) и лимита на уплотнения. После этого можно определить количество цеолита, необходимое для размещения в аппарате для поглощения воды из элегаза при быстром снижении температуры,

$$q \approx 14 V,$$

т. е. размещение 14 г прокаленного цеолита на каждый кубометр объема аппарата наружной установки позволяет предотвратить конденсацию влаги в аппарате при любых колебаниях температуры. Интересно отметить, что с введением требований РД изоляционные материалы перестали быть определяющим фактором при расчете количества адсорбента [1, 4].

Выключатель снабжен поглотителем, предназначенным для удаления продуктов разложения элегаза, которые образуются при коммутациях. Одновременно цеолит поглотителя выполняет функции осушителя. Количество адсорбента в выключателе намного превышает количество, необходимое для предотвращения конденсации влаги при резком снижении температуры. Однако, к концу эксплуатации часть цеолита окажется отработанной в результате необратимой адсорбции продуктов разложения элегаза, и оставшаяся часть должна обеспечить поддержание норматива влажности. В соответствии с нормативом температура конденсации влаги в нем должна быть не выше  $-30^{\circ}\text{C}$  при температуре  $20^{\circ}\text{C}$ .

Испытания выключателей показали, что на каждый килоджоуль выделенной в дуге энергии разлагается 5 мл шестифтристой серы (норма CIGRE – 2,7 мл). Количество разложенной шестифтристой серы (в граммах)

$$Q_{\text{SF}_6} = 5 I_{\text{K3}} u \tau n t \rho,$$

где  $I_{\text{K3}}$  – ток отключения короткого замыкания, кА;  $u$  – напряжение на дуге, В;  $\tau$  – время горения дуги, мс;  $n$  – число отключений тока КЗ;  $t$  – число разрывов в выключателе.

Количество образовавшейся серы  $\text{SF}_4$  определяется по молекулярным массам (108/146). Адсорбционная емкость прокаленного цеолита по  $\text{SF}_4$  с учетом дезактивации за время монтажа поглотителя в выключателе составляет 8,1 %. При напряжении на дуге 400 В, времени горения дуги 25 мс, плотности элегаза при  $20^{\circ}\text{C}$  и 0,1 МПа 6,1 г/л и с

учетом 20 %-го запаса

$$q' = \frac{1,2 \cdot 5 I_{\text{K3}} \cdot 400 \cdot 25 \cdot 10^{-3} \text{ nm} \cdot 6,1 \cdot 108}{0,081 \cdot 1000 \cdot 146} = 3,4 I_{\text{K3}} \text{ nm.}$$

При определении количества цеолита, необходимого для поддержания норматива влажности, следует исходить из уравнения материального баланса воды на момент пуска в эксплуатацию и условия в конце десятилетней эксплуатации, определяемые нормативом,

$$\begin{aligned} & 15 \cdot 10^{-3} \rho V + 10 \cdot 0,2 \cdot 0,4 \Sigma(g_{\text{Kt}} a_{\text{Kt}}^{\circ}) + \\ & + (q' + q'') a_{\text{NaX}}^{\circ} + 253 583 P_{\text{H}_2\text{O}} \Delta p \Sigma \left[ \frac{S}{x} \right] = 0,281 V + \\ & + 10 \cdot 0,8 \frac{0,281}{17,3} \Sigma(g_{\text{Kt}} a_{\text{Kt}}^{\circ}) + q'' a_{\text{NaX}}^{\circ} + q' a_{\text{NaX}}^{\circ}. \end{aligned}$$

Адсорбционная емкость цеолита NaX по воде  $a_{\text{NaX}}$  при  $p/p_s = 0,281/17,3 = 0,0162$  и  $20^{\circ}\text{C}$  равна 0,1143 г/г, исходная после прокалки и монтажа  $a_{\text{NaX}}^{\circ} = 0,017$  г/г. При плотности элегаза 30 кг/м<sup>3</sup>, соблюдении лимита на уплотнения и среднем перепаде парциального давления воды на уплотнении этого типа аппарата, равном 0,0023 МПа, получаем:

$$\begin{aligned} & 0,45 V + 0,8 \Sigma(g_{\text{Kt}} a_{\text{Kt}}^{\circ}) + 0,017 q'' + \\ & + 10^{-2} V 0,0023 \cdot 253 583 = 0,281 V + \\ & + 0,13 \Sigma(g_{\text{Kt}} a_{\text{Kt}}^{\circ}) + q'' 0,1143. \end{aligned}$$

Откуда

$$q'' = 61,7 V + 6,9 \Sigma(g_{\text{Kt}} a_{\text{Kt}}^{\circ}).$$

Полное количество адсорбента в выключателе (округленно)

$$q = q' + q'' = 3,4 I_{\text{K3}} \text{ nm} + 62 V + 7 \Sigma(g_{\text{Kt}} a_{\text{Kt}}^{\circ}).$$

Таким образом, решение вопроса предотвращения конденсации влаги в течение всего срока эксплуатации элегазового оборудования, изложенное в РД, осуществляется на стадии производства элегазового оборудования конструктивными мерами (соблюдение лимита на уплотнения) и технологическими мерами (способом хранения изоляционных изделий и технологией сборки, предохраняющими изоляционные изделия от увлажнения), а для аппаратов наружной установки и выключателей — дополнительным размещением расчетного количества осущененного цеолита.

## Список литературы

1. Аракелян В. Г. Предотвращение конденсации влаги в элегазовых электроаппаратах // Электротехника. 1981. № 4. С. 48.
2. Karher H. C., Stietree U. The influence of moisture on electrical properties of polymeric insulating materials // IEEE International Symposium electrical insulation. 1982.
3. Рейтлингер С. А. Проницаемость полимерных материалов. М.: Химия, 1974.
4. А. с. 834791 СССР. Способ предотвращения конденсации влаги в высоковольтных устройствах с элегазовой изоляцией / В. Г. Аракелян, И. М. Бортник // Открытия. Изобретения. 1981. № 20.

УДК 621.316.937.001.5

## СТЕНДОВЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА НЕЛИНЕЙНЫХ РЕЗИСТОРОВ ОНН-110

В. И. ИСЛАМОВА, инж., А. К. ЮЛДАШЕВ, С. СУЛТАНОВ,  
А. С. КУДРАТИЛЛАЕВ, кандидаты техн. наук

Институт энергетики и автоматики АН Узбекистана

В настоящее время собран определенный и, несомненно, ценный материал об изменении свойств нелинейных резисторов ограничителей перенапряжения (ОНН) под действием высокого напряжения, температуры окружающей среды и увлажненного загрязнения покрышки. В то же время не установлено влияние солнечной радиации на режим работы резисторов ОНН. Постановке натурных экспериментов и исследованию теплового режима ОНН при совместном воздействии на аппарат высокой температуры окружающей среды ( $T_0$ ) и солнечной радиации посвящена статья.

Исследования проводились на действующем макете ОНН-110 высотой 1,28 м, состоящем из четырех параллельных колонок резисторов диаметром 28 мм, заключенных в фарфоровую покрышку. Колонки располагались симметрично по окружности с радиусом 38 мм. Для придания механической жесткости колонки закреплялись тремя металлическими распорками в виде диска с диаметром 110 мм. Одна из распорок располагалась по середине и делила колонки на два одинаковых по высоте блока. Свободное пространство между боковой поверхностью колонок и внутренней поверхностью покрышки заполнялось кварцевым песком. Для сопоставления режима нелинейных резисторов в макете и оригинале был выполнен расчет их некоторых тепловых постоянных. Например, значения теплового сопротивления макета и реального ОНН-110, определенные по формуле расчета теплового сопротивления односторон-

не охлаждаемого цилиндра, оказались равными при  $T_0 = +20$  и  $+50$  °C соответственно 0,31; 0,33 и 0,28; 0,30 град/Вт. Это означает, что при равных условиях и, например, при линейной плотности теплового потока через стенки покрышки в пределах 20 – 50 Вт/см нагрев резисторов в макете на 0,5 – 1 °C будет больше, чем у реальной конструкции. Расчеты показали, что меньшая высота колонок макета (3/4 части ограничителя 110 кВ) не сказывалась на исследуемых явлениях, так как рассчитанный для макета коэффициент  $G_{\text{Pr}}$  имел порядок  $10^8$ , обеспечивающий процесс теплообмена резисторов с окружающей средой в автомодельной области [1].

В трех колонках макета была сохранена заводская комплектовка резисторов, а четвертая колонка была скомплектована из резисторов с емкостью  $800 \text{ пФ} \pm 3\%$ . Это делалось для того, чтобы падение напряжения на резисторах по высоте колонки не изменялось скачкообразно вследствие статистического разброса емкости резисторов ОПН, достигающего 15 % [2]. Контроль распределения напряжения по высоте колонок макета производился экспериментально с помощью емкостных делителей напряжения по специально разработанной методике, в которой использован принцип способа [3]. Для обеспечения такого же, как у ОПН-110, характера распределения напряжения по высоте колонки макет, скомплектованный из резисторов с емкостью 800 пФ, был оснащен тороидальным экраном: диаметр экрана 0,23 м, диаметр трубы тороида 0,01 м; высота заглубления 0,8  $H$ , где  $H$  – высота макета. При этом перегрузка резисторов в

верхней части колонки доходила до 8 %, как у ОПН-110 [4].

На расстоянии от 0,25 до 0,9 части высоты четвертой колонки на боковую поверхность резисторов были установлены шесть датчиков температуры КМТ-178, а выводы датчиков через малые вводы в теле покрышки выведены наружу. Дополнительные датчики температуры устанавливались на уровне основных датчиков в среде кварцевого песка, а также на поверхности покрышки.

Испытание макета ОПН производилось на площадке стенда комбинированных испытаний изоляционных конструкций и электрических аппаратов. Макет устанавливался на изоляционной подставке высотой 0,4 м. Ближайшая к макету изоляционная конструкция располагалась на расстоянии не менее 1 м, а расстояние от макета до заземленных ограждений стенда составляло более 1,5 м.

Макет круглосуточно находился под высоким напряжением 55 кВ. Эксперименты проводились в следующей последовательности. С 20 ч вечера до 11 ч утра температура резисторов ( $T_p$ ) и окружающей среды в тени (с помощью ртутного термометра) измерялась через каждые 2–4 ч, а с 11 до 20 ч – через каждый час. Для этого макет на 2–3 мин отключали от напряжения и затем измеряли сопротивление датчиков с помощью цифрового омметра В7-35. Одновременно до отключения макета и сразу после подачи на него испытательного напряжения измеряли ток  $I_d$  через нижний вывод колонн. Ввиду значительной тепловой инерционности окисноцинковых резисторов за время производства измерений в летнее время их температура практически не уменьшалась, в холодное время года снижение  $T_p$  составляло не более 2 °C.

За период 1989–1990 гг. были проведены более 140 экспериментов. С практической точки зрения наибольший интерес представляет максимальный перегрев резисторов в колонке. Поэтому из общего объема, составившего более 3800 измерений, для анализа динамики температуры резисторов ОПН были отобраны 560 точек замеров максимальной температуры  $T_{p.m}$ .

В качестве определяющего параметра была принята температура перегрева резистора по отношению к температуре  $T$ :  $\Delta T = T_{p.m} - T_0$ . Для иллюстрации на рис. 1 показана зависимость перегрева резисторов ОПН-110 от времени суток, как пример, для двух интервалов значений максимума температуры окружающей среды:  $T_{0.m} = +38 \div +42$  °C и  $+22 \div +25$  °C. Здесь каждая точка есть среднее значение  $\Delta T_p$  за 27 (кривая 1) и 14 (кривая 2) экспериментов.

Приведенный экспериментальный материал, а также результаты анализа большого числа испытаний макета ОПН в реальных условиях воздействия высокой температуры и солнечной радиации позволили определить характер нагрева и охлажде-

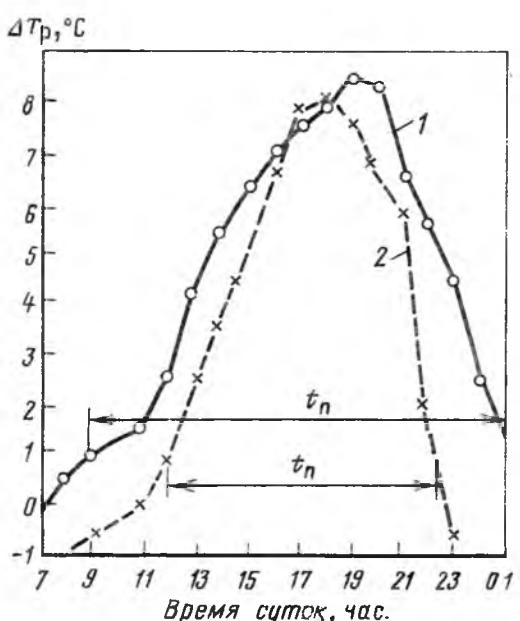


Рис. 1. Зависимость перегрева резисторов ОПН-110 от времени суток:

1 – летний период,  $T_{0.m} = +38 \div +42$  °C; 2 – весенне-осенний период года,  $T_{0.m} = +22 \div +25$  °C; 3 – длительность работы резисторов в режиме перегрева

ния резисторов ОПН в условиях эксплуатации, подобных жаркому климату Средней Азии.

Установлено, что существенный перегрев резисторов ОПН происходит при температуре окружающей среды  $T_{\text{o.m}} \geq 20^{\circ}\text{C}$ . Длительность работы резисторов в режиме тепловой перегрузки, т. е. при  $\Delta T_p \geq +1^{\circ}\text{C}$ , изменяется от 2 до 10 ч в сутки в весенние и осенние месяцы года и до 18 ч в сутки в летние месяцы.

Максимальное значение температуры резисторов ОПН приходится на время между 17 и 19 ч. Наибольшее значение температуры резистора макета, зарегистрированное в ходе проведенных экспериментов, равнялось  $+49^{\circ}\text{C}$  и имело место при  $T_{\text{o.m}} = +41^{\circ}\text{C}$ .

Исследования показали, что солнечная радиация существенно влияет на тепловой режим резисторов ОПН. На рис. 2 показана зависимость перегрева резисторов, расположенных в верхней части колонн, от температуры окружающей среды при различных значениях ее максимума. Здесь для случая  $T_{\text{o.m}} = +40 \pm 2^{\circ}\text{C}$  (кривая 3) показаны дополнительно интервалы разброса  $\Delta T_p$ , а для зависимостей 1 и 2 в целях наглядности иллюстрации такие интервалы не указаны.

Из рис. 2 видно, что характер перегрева резисторов ОПН в зависимости от  $T_{\text{o.m}}$  одинаков как для  $T_{\text{o.m}} = 25^{\circ}\text{C}$ , так и для  $T_{\text{o.m}} = +40^{\circ}\text{C}$ . Объяснение этому было найдено в соответствии значений плотности потока солнечного излучения у земной поверхности в различные периоды года.

Например, согласно данным [5], в южных регионах страны в ясные дни среднее значение плотности потока солнечного излучения у земной поверхности ( $q$ ) колеблется в пределах 875–1150 Вт/м<sup>2</sup> как в марте, так и в июне–июле месяцах года. Следовательно, можно показать, что при этом поверхность покрышки, например, ОПН-110, за счет солнечного излучения получает дополнительный тепловой поток, определяемый по формуле

$$Q_c = Dk_p q \cos \psi \quad (1)$$

и исчисляемый в пределах 0,3–0,4 Вт/см. В выражении (1):  $D$  – диаметр покрышки;  $k_p$  – коэффициент поглощения солнечного излучения, значение которого по результатам специальных экспериментов принято равным 0,3, а  $\psi$  – угол между падающим на поверхность покрышки лучом солнца и нормалью к этой поверхности.

Перегрев поверхности покрышки ОПН-110 над окружающей средой за счет солнечной радиации, рассчитан по формуле

$$\Delta T = Q_c / \pi D \alpha, \quad (2)$$

где  $\alpha \approx 15 \text{ Вт}/(\text{град} \cdot \text{м}^2)$  – эквивалентный коэффи-

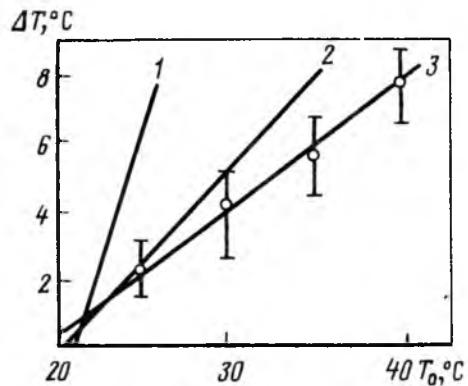


Рис. 2. Зависимость максимального перегрева резисторов ОПН-110 от температуры окружающей среды:

1 –  $T_{\text{o.m}} = +25 \pm 5^{\circ}\text{C}$ ; 2 –  $T_{\text{o.m}} = +34 \pm 4^{\circ}\text{C}$ ; 3 –  $T_{\text{o.m}} = +40 \pm 2^{\circ}\text{C}$

циент теплоотдачи с поверхности покрышки в окружающую среду, составляет  $3.8\text{--}5.2^{\circ}\text{C}$ . В действительности в ходе экспериментов та часть поверхности покрышки макета ОПН, которая была обращена к солнцу к моменту времени между 18 и 19 ч, перегревалась в среднем на  $5.5^{\circ}\text{C}$ .

Повышение температуры тела покрышки ухудшает процесс теплоотвода с резисторов, и естественно, что их температура при этом также повышается (рис. 1, 2).

Для определения характеристик перегрева резисторов ОПН-110 были проведены обработка и анализ выборки объемом 190 точек замеров максимума  $\Delta T_p$  макета в течение световых дней экспериментов.

В таблицу сведены результаты обработки с указанием интервала значений максимума температуры окружающей среды в ходе эксперимента и количества экспериментов ( $N$ ) в каждом интервале. Здесь же приведены результаты обработки данных измерений максимального значения тока через резисторы макета ОПН-110.

$T_{\text{o.m}}, ^\circ\text{C}$	$N$	$T_{\text{p.m}}, ^\circ\text{C}$	$\Delta T_p, ^\circ\text{C}$	$\sigma_{\text{T}}, \%$	$I_{\text{d}}, \text{mA}$	$\sigma_{I}, \%$
20–25	18	24,7–30,2	5,9	23	0,15	5,6
25–30	39	32–37,2	6,7	18,2	0,15	5,2
30–35	70	35–42,1	7,1	16,7	0,15	7
35–40	48	44–47,5	7,6	15	0,16	5
40	15	46,6–49	7,7	13	0,16	6

Данные таблицы подтверждают правильность сделанного вывода. При температуре окружающей среды  $T_{\text{o.m}} \geq +20^{\circ}\text{C}$  за счет действия солнечной радиации в климатических условиях, подобных Средней Азии, перегрев резисторов ОПН-110 достигает значения  $5,9\text{--}7,7^{\circ}\text{C}$ .

Лабораторными испытаниями установлено соответствие распределения напряжения вдоль ОПН и

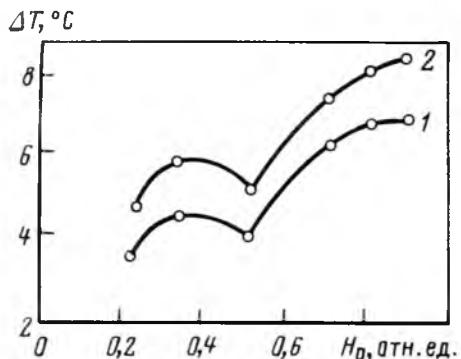


Рис. 3. Распределение перегрева резисторов по высоте колонки макета ОПН-110

теплового режима резисторов в колонке [4]. На рис. 3 даны результаты исследования распределения температуры вдоль колонки макета ОПН-110 при воздействии высокой температуры окружающей среды и солнечной радиации. На рис. 3 кривая 1 соответствует случаю покрышки с покрытием белого цвета, а кривая 2 – случаю покрышки с покрытием коричневого цвета, где каждая точка есть среднее значение  $\Delta T_p$  по 11 опытам.

Данные рис. 3 подтверждают выводы [4]. Неравномерность перегрева резисторов вдоль колонн сохраняется и при воздействии на ОПН солнечной радиации, и при изменении тепловой восприимчивости покрытия покрышки.

В заключение остановимся на результатах исследования влияния высокой температуры окружающей среды и солнечной радиации на токи через резисторы ОПН. Измерения проводились по общепринятой схеме [6].

Из данных таблицы видно, что несмотря на существенный перегрев резисторов ОПН, заметного роста тока  $I_d$  при этом не происходит – увеличение  $T$  с 25 °C до +49 °C обусловило рост  $I_{d,p.m.}$

примерно на 7 %. Это, очевидно, связано с некоторым увеличением емкости окисноцинковых резисторов при повышении их температуры [7], поскольку в рассматриваемом диапазоне температуры  $T_{p.m.}$  и при напряжении, приложенном к резисторам макета ОПН, активный ток весьма мал и его влияние на ток  $I_d$  практически незаметно.

Сделанный вывод надо принимать как предварительный. Возможно, по мере старения резисторов ОПН за счет комплекса воздействующих в ходе эксплуатации факторов влияние перегрева  $\Delta T_p$  на ток  $I_d$  будет более заметным.

#### Список литературы

- Залесский А. М., Кукеков Г. А. Термовые расчеты электрических аппаратов. Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1967.
- Сергеев А. С., Фирсов А. Ф., Горюнов А. К. Выравнивание распределения напряжения в ОПН // Электротехника. 1987. № 9.

3. А. с. 1390576 СССР. Способ измерения распределения напряжения на диэлектрике / С. Султанов, В. И. Исламова // Открытия. Изобретения. 1988. № 15.

4. Термовой режим нелинейных резисторов ограничителей перенапряжений при длительной эксплуатации / В. Е. Кизеветтер, В. Ф. Рыбаков, А. С. Сергеев, А. В. Фирсов // Электротехника. 1988. № 9. С. 20.

5. Справочник по климату СССР. Л.: Гидрометеоиздат, 1966, вып. 19, ч. 1.

6. Бронфман А. И., Зарембо Т. А. Зависимость срока службы ограничителей перенапряжений от параметров нелинейных резисторов // Электротехника, 1978. № 10.

7. Тиходеев Н. Н., Шур С. С. Изоляция электрических сетей. Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1979.

Поступила 12.01.92

## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.382.026.001.5

### ИССЛЕДОВАНИЕ ОБРАЗОВАНИЯ И ОТЖИГА РАДИАЦИОННЫХ ДЕФЕКТОВ В СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ ПРИ ЭЛЕКТРОННОМ ОБЛУЧЕНИИ

АРИНУШКИН В. Н., инж., ГЕЙФМАН Е. М., канд. техн. наук, РЕМЕНЮК А. Д., ТОЛСТОБРОВ М. Г., кандидаты физ.-мат. наук, ЧИБИРКИН В. В.

В настоящее время все более широкое применение в управлении временем жизни носителей заряда в полупроводниковых структурах находит облучение быстрыми электронами. Исследование таких процессов в кремнии посвящен целый ряд работ. Однако между результатами различных работ имеются значительные расхождения как в характере спектра образующихся при облучении радиационных дефектов (РД), так и в скоростях их введения и влиянии на рекомбинационные процессы в структурах. Кроме того, до настоящего времени исследование радиационного дефектообразования при электронном облучении проводилось при облучении моноэнергетическими электронами, тогда как в отечественной промышленности распространенной установкой для проведения этой технологической операции является ИРУС-2,

обеспечивающая пучок электронов со сплошным энергетическим спектром [1].

Статья посвящена исследованию и сравнению спектров РД в  $p$ -кремни при облучении моноэнергетическими электронами и полученных при облучении от промышленного источника электронов со сплошным энергетическим спектром ИРУС-2.

**Методика эксперимента.** В качестве объектов исследования использовались  $p^+ - n$  диоды, изготовленные из бестигельного кремния КОФ с концентрацией мелкой примеси  $N_M = 6 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$  и  $N_M = 3,5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$ . Переходы  $p-n$  были изготовлены борно-аллюминиевой диффузией из твердой фазы и диффузией из газовой фазы в инертной среде, глубина диффузии  $x_j = 90 \text{ мкм}$ . Омические контакты были изготовлены химическим нанесением никеля с его последующим вжиганием в вакууме при температуре  $T = 600^\circ\text{C}$ .

После всех технологических операций, связанных с повышением температуры образцов, 16 из них были облучены моноэнергетическими электронами с энергией 4 МэВ и интенсивностью  $2 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}\text{s}^{-1}$  и  $5 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}\text{s}^{-1}$ . Другая группа из 16 образцов была облучена электронами от источника ИРУС-2 со сплошным энергетическим спектром с энергией электронов от 300 кэВ до 2 МэВ и максимумом интенсивности излучения при 1,7 МэВ. Как до облучения, так и после него, а также в процессе отжига на образцах были измерены спектры DLTS и время жизни неосновных носителей заряда методом Лэкса [2]. Методика измерения спектров DLTS описана в [3].

**Результаты и их обсуждение.** Типичные спектры DLTS для образца, облученного от источника электронов со сплошным энергетическим спектром, показаны на рис. 1. Для наблюдения дефектов с уровнями, расположенными в верхней половине запрещенной зоны, использовалось переключение от малого обратного напряжения на образце до большего, а для обнаружения дефектов с уровнями в нижней половине запрещенной зоны переключение производилось от прямого тока до того же обратного напряжения. На рис. 2 показан тот же спектр для образца, облученного моноэнергетическими электронами. Максимумы 1, 2 и 3 в обоих спектрах наблюдались до облучения образцов и, очевидно, обусловлены дефектами, имевшимися в исходном кремнии или введенными в процессе изготовления диодов. Пики 4, 5, 6 и 7 появляются после облучения.

Анализ спектров проводился в предположении отсутствия взаимодействия между дефектами и экспоненциальной зависимости емкости образца от времени после отключения заполняющего импульса. В результате были получены следующие уровни, соответствующие пикам в спектре DLTS:  $E_C = 0,23 \text{ эВ}$  ( $-160^\circ\text{C}$ ),  $E_C = 0,17 \text{ эВ}$  ( $-194^\circ\text{C}$ ) и  $E_V + 0,35 \text{ эВ}$  ( $-106^\circ\text{C}$  при переключении  $+0,4 \text{ A} \rightarrow -10 \text{ В}$ ).

Согласно общепринятой идентификации уровней  $E_C = 0,49 \text{ эВ}$  соответствует дивакансии (ДВ),  $E_C = 0,40 \text{ эВ}$  — комплексу вакансии и фосфора ( $E$ -центр). Относительно природы уровня  $E_C = 0,23 \text{ эВ}$  нет единого мнения, однако, ясно, что в состав соответствующего ему комплекса входят две или более вакансий и, по-видимому, кислород. Уровень  $E_V + 0,35 \text{ эВ}$  обусловлен комплексом вакансии, углерода и кислорода ( $K$ -центр).

Согласно [4, 5] пик DLTS при  $T = -194^\circ\text{C}$  обусловлен наложением двух различных уровней с

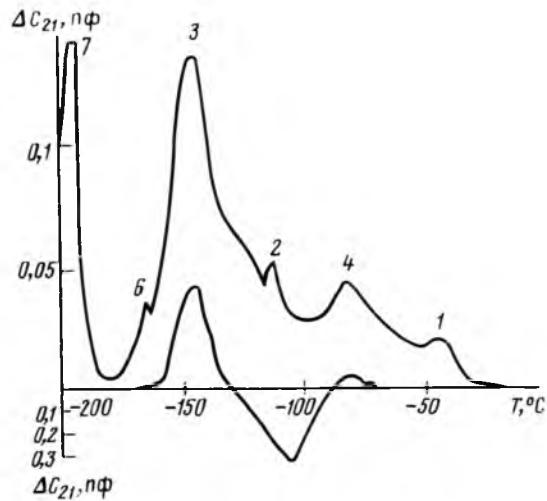


Рис. 1. Спектр DLTS для образца, облученного электронами со сплошным энергетическим спектром,  $\Phi = 8,4 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$ . Верхний спектр — переключение  $-0,5 \text{ В} \rightarrow -10 \text{ В}$ . Нижний спектр — переключение  $+0,4 \text{ А} \rightarrow -10 \text{ В}$

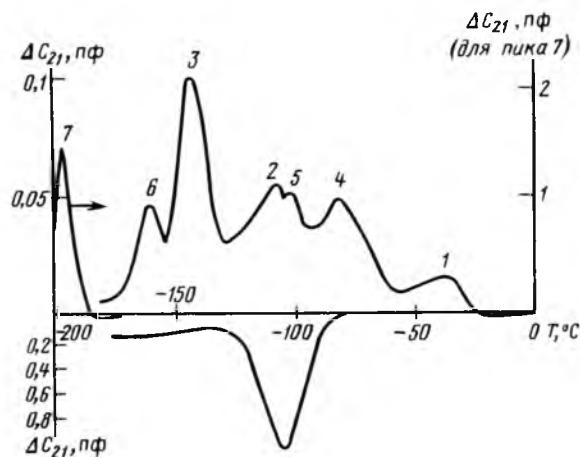


Рис. 2. Спектр DLTS для образца, облученного электронами с энергией 4 МэВ;  $\Phi = 10^{13} \text{ см}^{-2}$ . Верхний спектр — переключение  $0,5 \text{ В} \rightarrow -10 \text{ В}$ . Нижний спектр — переключение  $+0,4 \text{ А} \rightarrow -10 \text{ В}$

совпадающими зависимостями времени перезарядки от температуры и соответствующих двум различным РД. Один из них имеет энергию  $E_C$  – 0,17 эВ, слабо зависящее от температуры сечение захвата электронов и является известным комплексом вакансии и кислорода (А-центр). Природа второго комплекса является спорной, но наиболее вероятно, что он состоит из межузельного атома углерода и атома углерода, замещающего кремний в узле решетки (комплекс  $C_I - C_s$ ).

Сравнение спектров, приведенных на рис. 1 и 2, показывает, что при переходе от облучения электронами со сплошным энергетическим спектром к облучению моноэнергетическими электронами набор максимумов в спектре DLTS, т. е. спектр РД не изменяется, а изменяется их относительная интенсивность. Вклад максимумов, соответствующих уровням  $E_C$  – 0,49 эВ и  $E_C$  – 0,23 эВ возрастает относительно вклада максимумов, соответствующих  $E_V + 0,35$  эВ и  $E_C$  – 0,17 эВ. Таким образом, при возрастании энергии бомбардирующих электронов возрастает интенсивность многовакансационных комплексов относительно интенсивности моновакансационных.

Концентрации введенных РД были вычислены согласно [6] для случая плавного  $p-n$ -перехода по интенсивности максимумов в спектрах DLTS. Скорости введения наблюдавшихся РД, усредненные по 16 образцам, приведены в таблице, из которой видно, что при несущественном изменении скорости введения А- и К-центров при облучении электронами с разными энергиями скорость введения дефектов с уровнями  $E_C$  – 0,23 эВ и  $E_C$  – 0,49 эВ сильно возрастают с ростом энергии электронов.

Параллельно с измерением спектров DLTS в процессе облучения и отжига на всех образцах проводилось измерение времени жизни дырок. Среднее изменение обратного времени жизни дырок при облучении, отнесенное к дозе облучения, при облучении электронами со сплошным энергетическим спектром оказалось равным  $\left[ \Delta \frac{1}{\tau_p} \right] / \Phi = (0,9 \pm 0,2) \cdot 10^{-9} \text{ с}^{-1} \text{ см}^2$ , а при облучении электронами с энергией 4 МэВ  $\left[ \Delta \frac{1}{\tau_p} \right] / \Phi = (1,7 \pm 0,2) \cdot 10^{-9} \text{ с}^{-1} \text{ см}^2$ , где  $\Delta \frac{1}{\tau_p} = \frac{1}{\tau_p} - \frac{1}{\tau_{p0}}$ ,  $\tau_{p0}$  – время жизни дырок до облучения;  $\tau_p$  – время жизни дырок после облучения;  $\Phi$  – доза облучения.

Поскольку известно, что РД с уровнем  $E_C$  – 0,23 эВ и К-центры являются слабыми ре-

комбинационными центрами, а концентрация Е-центров при слаболегированной базе мала, то можно считать, что изменение времени жизни дырок при облучении практически полностью обусловлено введением А-центров и дивакансий. Тогда вклад А-центров и дивакансий в изменение  $1/\tau_p$  при  $N_A \ll N_M$  и  $N_{\text{ДВ}} \ll N_M$  эмпирически можно описать как

$$\Delta \frac{1}{\tau_p} = aN_A + bN_{\text{ДВ}},$$

где  $a$  и  $b$  – неизвестные коэффициенты;  $N_A$  – концентрация А-центров;  $N_{\text{ДВ}}$  – концентрация дивакансий.

Используя экспериментально определенные значения  $\Delta \frac{1}{\tau_p}$ ,  $N_A$  и  $N_{\text{ДВ}}$ , взятые из таблицы при различных энергиях облучающих электронов, можно определить соотношение эффективности рекомбинации дырок на дивакансиях и А-центрах. Оно оказалось равным  $b/a \approx 10:15$ .

Исследование влияния отжига на спектр РД было выполнено с помощью измерения спектров DLTS и времени жизни дырок после отжига образцов при 270, 350 и 400 °С в течение 4 ч при откачке до вакуума до 1,333 Па.

После отжига при 270 °С отжигаются многовакансационные комплексы и появляются в небольших количествах комплексы с уровнями  $E_C$  – 0,37 эВ и  $E_C$  – 0,21 эВ. При этом существенно уменьшается интенсивность пика при температуре  $T = -194$  °С и одновременно возрастает концентрация К-центров. В соответствии с [4, 7] при 270 °С отжигаются комплексы  $C_I - C_s$ . Освободившийся при этом распаде углерод может идти на формирование К-центров, что приводит к наблюдающемуся на опыте увеличению их концентрации. Таким обра-

Вид облучения	$N_{\text{ДВ}}/\Phi$ , $\text{см}^{-1} \cdot 10^3$	$N_{E_C=0,23}/\Phi$ , $\text{см}^{-1} \cdot 10^3$	$N_A/\Phi$ , $\text{см}^{-1} \cdot 10^3$	$N_K/\Phi$ , $\text{см}^{-1} \cdot 10^3$
---------------	---	--	---	---

Электроны со сплошным спектром	2,4	2,1	59	47
--------------------------------	-----	-----	----	----

Многоэнергетические электроны	11	9	50	47
-------------------------------	----	---	----	----

Примечание.  $N_{E_C}$  – 0,23 – концентрация центров с уровнем  $E_C$  – 0,23 эВ;  $N_K$  – концентрация К-центров.

зом, результаты нашего опыта косвенно свидетельствуют о том, что дополнительный, кроме  $A$ -центра, вклад в максимум при  $T = -194^{\circ}\text{C}$  создается углеродным комплексом.

Дальнейший отжиг при  $350^{\circ}\text{C}$  приводит к появлению комплекса с уровнем  $E_C - 0,41 \text{ эВ}$  в

незначительных количествах и отжижу  $A$ -центров. Практически полное восстановление времени жизни дырок до значений, наблюдавшихся до облучения, свидетельствует о существенном вкладе  $A$ -центров в рекомбинацию дырок. Комплексы с уровнями  $E_C - 0,21 \text{ эВ}$  и  $E_V + 0,35 \text{ эВ}$  остаются

неотожженными при температуре отжига  $400^{\circ}\text{C}$ .

Таким образом, в статье показано, что при облучении электронами с энергией 4 МэВ и электронами со сплошным энергетическим спектром в области от 0,3 до 2 МэВ наблюдаются одни и те же радиационные дефекты. При увеличении энергии облучающих электронов увеличивается доля многовакансационных комплексов в спектре радиационных дефектов. Отжиг радиационных дефектов свидетельствует о том, что ответственным за совпадающий с  $A$ -централами максимум в спектре DLTS является комплекс  $C_1 - C_s$ .

## Список литературы

- Кутиров А. Л., Терентьев Б. Н. Спектрально-угловое распределение  $\beta$ -излучения источника ИРУС-2 активностью 250 кюри. // Радиационная техника. 1975. Вып. 11. С. 57–60.
- Lax M., Neustadter J. // Appl. Phys. 1954. Vol. 25. № 8. P. 1148–1153.
- Берман Л. С., Ременюк А. Д., Толстобров М. Г. Универсальная измерительная установка для емкостной спектроскопии полупроводников, автоматизированная на основе цифровой техники. Препринт 974 ФТИ им. А. Ф. Иоффе АН СССР. 1985.
- Brotherton S. D., Bradley P. J. // Appl. Phys. 1982. Vol. 53. № 8. P. 5720–5732.
- Проявление скопления атомов электрически неактивных примесей в  $n$ -кремнии при  $\gamma$ -облучении / Р. Ф. Витман, Н. А. Витовский, А. А. Лебедев и др. // Физика и техника полупроводников.—1990. Т. 24. Вып. 1. С. 45–50.
- Берман Л. С., Лебедев А. А. Емкостная спектроскопия глубоких центров в полупроводниках. Л.: Наука, 1981.
- О природе радиационных дефектов в  $n$ -кремнии, облученном электронами с энергией вблизи порога дефектообразования / Л. С. Берман, В. А. Жепко, В. Н. Ломасов, В. Н. Ткаченко // Физика и техника полупроводников. 1989. Т. 23. Вып. 12. С. 2129–2132.

Поступила 23.11.92

## ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

УДК 66-963-971.2

### ПОЛУЧЕНИЕ ОЧИЩЕННОГО ЭКЗОГАЗА

А. И. БЫКОВ, инж., С. З. ВАСИЛЬЕВ,  
И. И. МАЕРГОЙЗ, кандидаты техн. наук

Многие процессы термической обработки металлов и сплавов требуют использования экзотермической контролируемой атмосферы с содержанием диоксида углерода менее 0,1 и даже 0,05 %. Выпускаемая серийная установка для получения очищенного экзогаза ЭКОВ-125 при номинальной производительности позволяет получить контролируемую атмосферу с содержанием  $\text{CO}_2$  до 0,5 %. Наилучшие результаты были получены при производительности установки до  $90 \text{ м}^3/\text{ч}$  (скорость газа  $0,05 \text{ м}/\text{s}$ ), длительности такта 10 мин, расходе продувочного газа 20–25 % производительности и содержании диоксида углерода на входе 10 %. Задачей, проводимой во ВНИИЭТО в последние годы работы, являлась разработка оборудования,

позволяющего приблизительно на порядок повысить глубину очистки экзогаза от диоксида углерода.

В 1983 г. Чадыр-Лунгским заводом электротермического оборудования изготовлены первые установки ЭКОВ-125-И1 с вакуумной генерацией адсорбентов для получения очищенного экзогаза. Опытный образец установки был внедрен в 1984 г. на Мелитопольском заводе тракторных гидроагрегатов. В этом же году изготовлен опытный образец установки ЭКОВ-60-И1. Технологическая схема установок ЭКОВ-125-И1 и ЭКОВ-60-И1 изображена на рис. 1.

Исходный углеводородный газ 1 в смеси с воздухом 2, который подается газодувкой 3, снабженной байпасной линией 4, поступает в горелочное устройство 5 камеры сжигания 6, где сгорает при коэффициенте расхода воздуха  $\alpha = 0,65 \pm 0,95$ . Продукты сгорания охлаждаются в скруббере 7 с насадкой из колец Рашига, капельная влага удаляется из газа во влагоотделителе 8. Далее неочищенный экзогаз поступает в холодильные камеры 10, где холодильный агрегат понижает температуру. Охлажденный до  $8^{\circ}\text{C}$  экзогаз поступает в блок адсорбционной очистки с адсорберами 12 и вакуумными насосами 13. Конденсат и капельная влага отводятся через гидрозатвор 9 и поплавковые камеры 11. Наличие в блоке трех адсорберов позволяет при их переключении уменьшать пульсации давления экзогаза. На выходе установки —

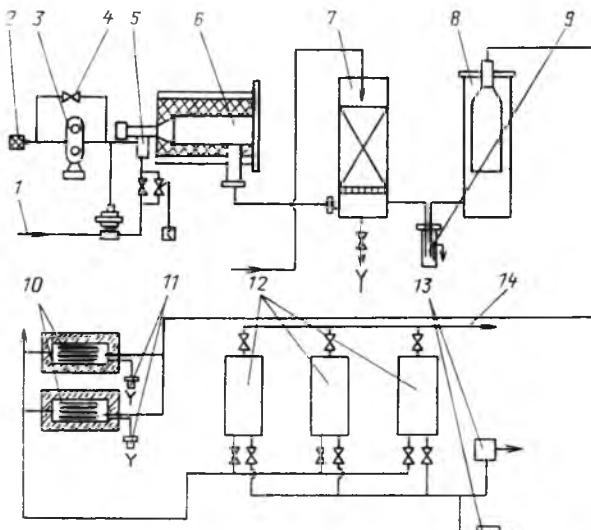


Рис. 1

готовая экзотермическая контролируемая атмосфера 14.

Экспериментальным прототипом установки ЭКОВ-125 была установка производительностью 90 м<sup>3</sup>/ч. На остаточное содержание CO<sub>2</sub> и H<sub>2</sub>O в очищенном газе особенно влияет производительность установки. Так, при производительности 90 м<sup>3</sup>/ч (скорость газа 0,05 м/с) в готовом газе содержание CO<sub>2</sub> не превышает 0,01 %, а точка росы составляет −52 °C. А при производительности в 125 м<sup>3</sup>/ч эти параметры возрастают соответственно до 0,5 % и −42 °C. График зависимости остаточного содержания диоксида углерода в очищенном экзогазе от производительности установки приведен на рис. 2 [1].

Кроме того, на остаточное содержание диоксида углерода в очищенном экзогазе оказывает влияние время такта (рис. 3). Так, для  $\tau = 10$  мин остаточное содержание CO<sub>2</sub> за слоем адсорбента составляет 0,05 %, а уже при  $\tau = 13$  мин оно возрастает до 0,2 % [1]. На рис. 3 пунктирной линией показан результат экспериментальных исследований, сплошной линией — расчетная зависимость, которая имеет вид:  $0,000137\tau^3 + 0,008006\tau^2 - 0,189873\tau + 1,0111$ .

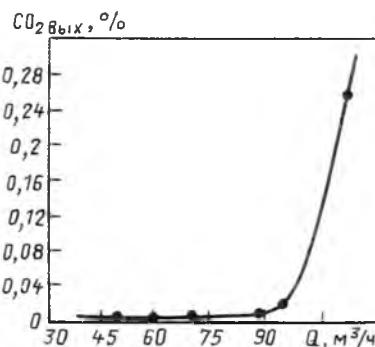


Рис. 2 Вологодская областная универсальная научная библиотека  
www.booksite.ru

На глубину очистки от CO<sub>2</sub> влияет также расход продувочного газа. График этой зависимости приведен на рис. 4 [1]. Здесь пунктирующей линией показана экспериментальная зависимость, сплошной линией — расчетная кривая, которая имеет вид:  $0,972 - 0,285 \ln(1,004V + 1)$ .

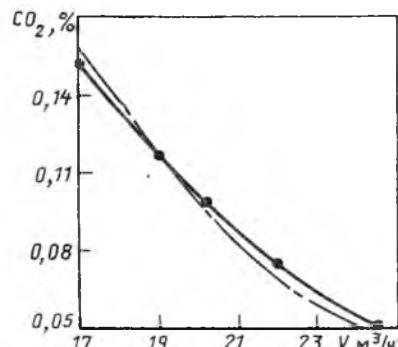
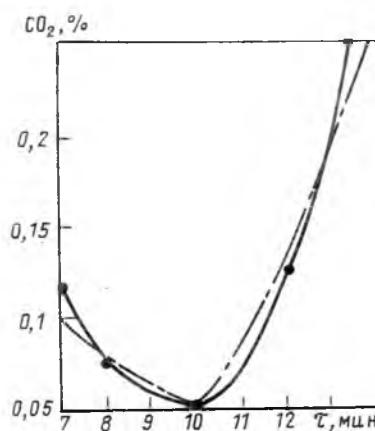
Для Саранского завода "Центролит" была разработана установка очищенного экзогаза для печей отжига ковкого чугуна взамен отработавшей свой ресурс и выбывшей из строя установки "Холкрофт" (США). Требования заказчика по чистоте контролируемой атмосферы: остаточное содержание CO<sub>2</sub> 0,1 %; точка росы −40 ÷ −50 °C.

Установка состоит из блоков сжигания и очистки и шкафов управления, ее технологическая схема приведена на рис. 5.

Блок сжигания предназначен для получения экзогаза, содержащего до 10 % CO<sub>2</sub>, 1–4 % CO, 1–4 % H<sub>2</sub>, остальное N<sub>2</sub> с точкой росы 25–30 °C. Блок сжигания состоит из камеры сжигания 5, скрубберного холодильника 6, гидрозатвора 7, газосмесительной аппаратуры и системы автоматики, обеспечивающей получение заданного состава контролируемой атмосферы и безопасную работу установки.

Исходный природный газ 1 поступает в смеситель 4, где смешивается с воздухом 2, подаваемым из атмосферы компрессором 3. Затем газовоздушная смесь сгорает в камере сжигания. Из камеры сжигания продукты горения поступают в водоохлаждаемый газоотвод, а оттуда в скрубберный холодильник, где, контактируя с керамической насадкой, орошаемой водой, охлаждаются до температуры, превышающей температуру охлаждающей воды на 5 °C.

Состав экзогаза регулируется по содержанию воздуха, которое поддерживается изменением соотношения воздух — газ в газовоздушной смеси посредством системы регулирования, в которую входят газоанализатор водорода со вторичным прибором, прибор регулирующий программируемый "Протар-100" и блок регулирования с исполнительным механизмом 8 и краном регулирующим 9.



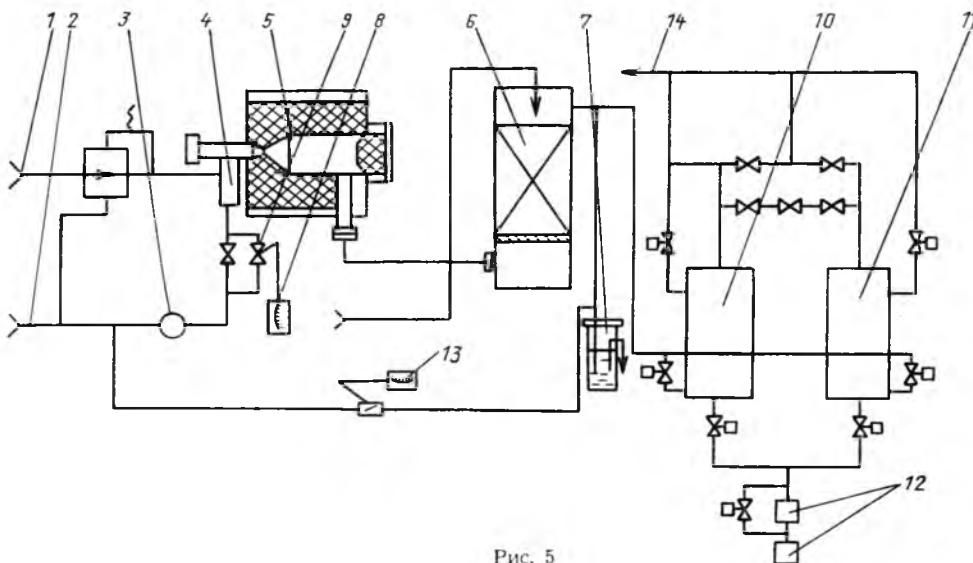


Рис. 5

Блок очистки предназначен для удаления из экзогаза диоксида углерода и паров воды и получения очищенного экзогаза.

Блок очистки состоит из двух адсорберов 10, 11, двух вакуумных насосов 12 и системы переключения клапанов. Работа блока осуществляется в два такта. В первом такте экзогаз поступает в адсорбер 10, очищается и затем поступает либо на свечу в атмосферу в наладочном режиме, либо в рабочем режиме к потребителю. Такт очистки в одном адсорбере длится 8 мин. В это время адсорбер 11 регенерируется, для чего он в течение 4 мин вакуумируется с просасыванием воздуха 30–40 м<sup>3</sup>/ч, а затем очищенного экзогаза.

Перед переключением адсорбера 10 с очистки на регенерацию на 1 мин прекращается продувка и происходит заполнение адсорбера 11 очищенным экзогазом. Во втором такте газ очищается в адсорбере 11, а адсорбер 10 регенерируется.

Для стгаживания пульсаций расхода и давления, возникающих из-за расхода экзогаза на заполнение отвакуумированного адсорбера, предусмотрена система автоматического регулирования рециркуляции. Это восполняет необходимое количество газа и выравнивает давление в линии готовой атмосферы 14. Одновременно с указанной регулировкой по давлению осуществляется регулирование температуры в камере сжигания, причем кратность рециркуляции продуктов сгорания при регулировании по температуре равна 0,2–0,4, а расходы рециркулирующих продуктов сгорания при регулировании по температуре и по давлению соотносятся, как 1: (0,2÷0,5).

Исполнительный механизм 13 импульсно связан с датчиком температуры в камере сжигания и датчиком давления, установленным на выходе готового продукта из узла адсорбционной очистки [2, 3].

Цеолиты в адсорбере размещены тремя слоями при общей высоте засыпки 2,3 м. По ходу газа первым размещен слой цеолита  $\text{NaA}$ , предназна-

ченный для удаления влаги из экзогаза; вторым слоем — цеолит NaX для удаления диоксида углерода и третьим слоем — цеолит CaA-5 для тонкой доочистки экзогаза от диоксида углерода.

Соотношение слоев  $\text{NaA}$ ,  $\text{NaX}$ ,  $\text{CaA-5}$  в адсорбере 1:  $(1,1 \div 1,3) : (2,4 \div 4,7)$ .

Существенно более высокие требования по качеству очистки экзотермической контролируемой атмосферы предъявляются в настоящее время при обработке латуней. Так, для обработки латуни Л63 и латуни Л68 требуется глубина очистки до остаточного содержания  $\text{CO}_2$  в готовой очищенной атмосфере менее 0,1 % и осущененного до влаго-содержания, соответствующего  $-60^{\circ}\text{C}$  по точке росы. В соответствии с этим для Кировского завода ОЦМ была разработана установка ЭКОВ-160.

Установка содержит блоки сжигания, охлаждения, осушки силикагелем и адсорбционной очистки.

Блок сжигания состоит из камеры сжигания, газосмесительной аппаратуры, скрубберного ходильника, гидрозатвора и системы автоматики для получения заданного состава экзогаза и безопасной работы.

Горячие продукты сгорания из камеры сжигания поступают в скруббер на охлаждение, которое осуществляется встречным потоком воды по кольцам Рашига.

Блок охлаждения состоит из двух камер охлаждения, имеющих по четыре испарителя в каждой, двух холодильных установок, панели управления с запорной арматурой и шкафа управления.

Блок осушки силикагелем состоит из двух заполненных силикагелем адсорберов, нагревателей, холодильника, газодувки и системы рециркуляции продувочного газа.

Блок адсорбционной очистки содержит две линии по три адсорбера, заполненные послойно силикагелем, цеолитом NaX и цеолитом CaA-5, в каждой; двух вакуумных водокольцевых насосов и системы переключения клапанов.

Применение газоприготовительной установки ЭКОВ-160 позволяет получить экзотермическую контролируемую атмосферу для печей ЦЭП-290 и СЛЗ-8.210 на Кировском заводе ОЦМ с содержанием  $\text{CO}_2$  менее 0,1 %.

Такое расположение оборудования позволит на порядок повысить глубину адсорбционной очистки и качество обрабатываемых латуней Л63 и Л68.

#### Список литературы

1. Создание установок для получения очищенного экзогаза и азотоводородной атмосферы на его основе / С. З. Васильев, В. Н. Железов, П. М. Журенков и др. // Электропечи сопротивления с контролируемыми атмосферами. М.: Энергоатомиздат, 1987. С. 50–52.
2. А. с. 1701352 ССР. Устройство для получения очищенного экзогаза / С. З. Васильев, И. И. Маергойз, Л. И. Пушкирев и др. // Открытия. Изобретения. 1991. № 48.
3. А. с. 1773455 ССР. Способ получения очищенного экзогаза / С. З. Васильев, И. И. Маергойз, Л. И. Пушкирев и др. // Открытия. Изобретения. 1992. № 41.

Поступила 26.01.93

текущего суммирования, непременно присутствующих в алгоритмах действия тех измерительных органов, которые реагируют на интегральные параметры входных величин: действующее или среднее значение (постоянная составляющая), основную или высшую гармонику. Здесь эти процедуры доводятся до абсолютного минимума числа операций. Второй аспект – исключение сложной процедуры определения модуля (квадратирование, извлечение корня) при выполнении реле тока (напряжения) [4].

**Текущее интегрирование.** Пусть  $u(t)$  – входная величина, а  $v(t)$  – результат ее функционального преобразования, подвергающийся далее непрерывному интегрированию на отрезке времени заданной продолжительности  $T$ .

Тогда

$$x(t) = \int_{t-T}^t v(\xi) d\xi. \quad (1)$$

Разобъем всю ось времени на фиксированные отрезки продолжительностью  $T$  и пронумеруем их, полагая, что  $k = \text{ent}(t/T)$  – номер произвольного отрезка. Введем вспомогательную интегральную величину, получаемую на отдельном интервале,

$$w(t) = \int_{\text{Tent}((t+0)/T)}^t v(\xi) d\xi. \quad (2)$$

Выразим (1) через (2)

$$x(t) = w(t) + w(\text{Tent}((t-0)/T)) - w(t-T), \quad (3)$$

что проиллюстрировано на рис. 1.

Соотношение (3) можно представить в более наглядной форме, введя положительное "местное" время  $t' = t - kT$  и записав  $w(t)$  и  $x(t)$  как функции двух аргументов: дискретного  $k$  и непрерывного  $t'$

$$w(k, t') = \int_0^{t'} v(k, \xi) d\xi, \quad 0 \leq t' \leq T, \quad (4)$$

$$x(k, t') = w(k, t') + w(k-1, T) - w(k-1, t'). \quad (5)$$

Формулы (4), (5) и представляют собой реализацию алгоритма текущего интегрирования.

**Текущее суммирование.** Если  $\tau$  – интервал дискретизации, то дискретное время  $l = \text{ent}(t/\tau)$ . При синхронной дискретизации  $N = T/\tau$  – целое число, и текущая сумма предстает в виде

$$x(l) = \sum_{r=l-N+1}^l v(r). \quad (6)$$

Процедура ее непосредственного вычисления предполагает  $N - 1$  операцию суммирования (рекурсивная форма  $x(l) = x(l - 1) + v(l) - v(l - N)$  неустойчива и поэтому неприменима).

Введем частичную (вспомогательную) сумму

$$w(l) = \sum_{r=\text{ent}(l/N)}^l v(r) \quad (7)$$

и выражим через нее искомую сумму (6)

$$x(l) = w(l) + w(\text{ent}(l/N - 1)) - w(l - N). \quad (8)$$

Введение "крупного" и "мелкого" дискретного времени  $k = \text{ent}(l/N)$  и  $l' = l - Nk \geq 0$  упрощает формулы (7), (8):

$$w(k, l') = \sum_{r=0}^{l'} v(k, r), \quad l' = 0, N-1; \quad (9)$$

$$x(k, l') = w(k, l') + \sum_{r=l'+1}^{N-1} v(k-1, r) = \\ = w(k, l') + w(k-1, N-1) - w(k-1, l'). \quad (10)$$

Процедура суммирования по алгоритму (9), (10), иллюстрируемая на рис. 2, требует на каждом шаге только трех операций сложения: одну — в формуле (9) при добавлении очередного слагаемого и две — в формуле (10). Обе формулы нерекурсивны, следовательно, алгоритм абсолютно устойчив.

Если (9), (10) применяются для выделения на каждом шаге постоянной составляющей  $U_0(l)$  входной величины  $u(l)$ , то  $v(l) = u(l)$  и  $U_0(l) = (1/N)x(l)$ . При выделении ортогональных составляющих  $U_{1q}(l)$ ,  $U_{2q}(l)$   $q$ -й гармоники

$$u_q(l) = U_{1q}(l) \cos \alpha q l + U_{2q}(l) \sin \alpha q l, \quad \alpha = 2\pi/N,$$

имеем:

$$v_1(l) = \frac{2 \cos \alpha q l}{N} u(l), \quad v_2(l) = \\ = \frac{2 \sin \alpha q l}{N} u(l); \quad (11)$$

$$U_{1q}(l) = x_1(l), \quad U_{2q}(l) = x_2(l). \quad (12)$$

Взятые в совокупности соотношения (9) — (12) дают экономную интерпретацию алгоритма Фурье. Правда, (11) добавляет два умножения на каждом шаге, но этого можно избежать, заменив гармонические функции более простыми ортогональными сигналами с целочисленными отсчетами [2, 3] и учтя множитель  $N$  в уставках измерительных органов.

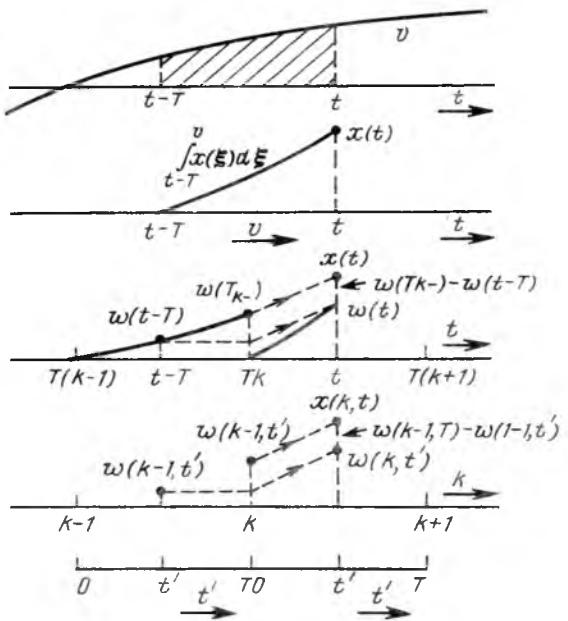


Рис. 1. Алгоритм текущего интегрирования

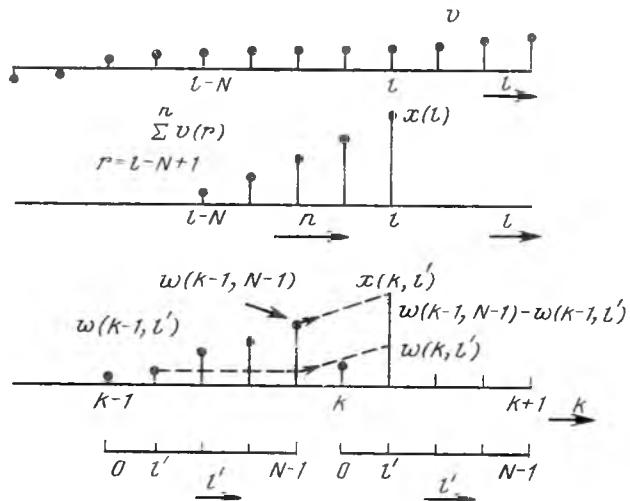


Рис. 2. Алгоритм текущего суммирования с использованием частичных сумм

Благодаря применению описанного алгоритма удалось реализовать на микропроцессоре К1816 ВЕ31 непрерывную фильтрацию ортогональных составляющих основных гармоник восьми входных величин (4 тока и 4 напряжения) в базисе трапецидальных опорных сигналов [5].

**Реагирующая часть измерительного органа.** Характеристика срабатывания (возврата) реле напряжения или тока, реагирующего на модуль основной гармоники, на плоскости ее ортогональных составляющих  $U_1$ ,  $U_2$  представляет собой окружность  $U_1^2 + U_2^2 = h_y^2$ , где  $h_y$  — параметр уставки. Рассмотрим аппроксимацию окружности многоугольником, стороны которого параллельны осям координат (рис. 3), а число прямых углов в

одном квадранте равно  $n$ . Пусть  $h_s$ ,  $s = 1, n -$

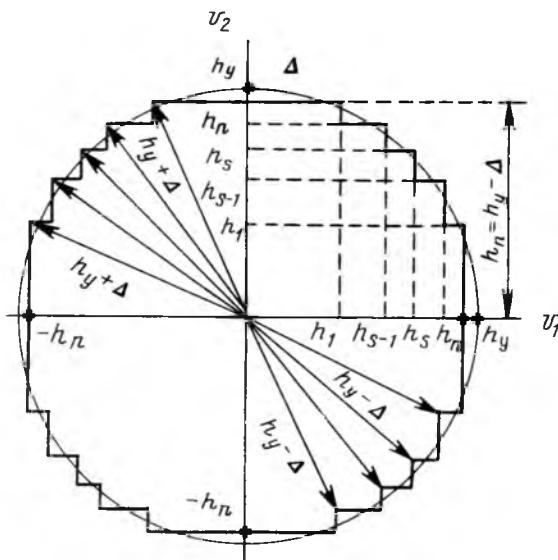


Рис. 3. Характеристика реле напряжения в плоскости ортоональных составляющих и ее аппроксимация многоугольником

ординаты горизонтальной и, соответственно, абсциссы вертикальных сторон новой характеристики. Наибольшие погрешности аппроксимации имеют место вдоль осей координат, а также в вершинах внешних и внутренних углов. Добьемся того, чтобы все экстремальные точки многоугольника отклонялись от окружности на одну и ту же величину  $\Delta$ , и, следовательно, радиусы этих точек составляли бы  $h_y \pm \Delta$ . Найдем связь уровней  $h_s$  и  $h_{s-1}$ .

Из рис. 3 видно соотношение

$$(h_y + \Delta)^2 - h_s^2 = (h_y - \Delta)^2 - h_{s-1}^2$$

или

$$h_s^2 - h_{s-1}^2 = (h_y + \Delta)^2 - (h_y - \Delta)^2 = 4h_y\Delta. \quad (13)$$

Верхний уровень по определению составляет

$$h_n = h_y - \Delta. \quad (14)$$

Соответственно, самый первый уровень

$$h_1 = (h_y + \Delta)^2 - h_n^2 = 4h_y\Delta,$$

т. е. подчиняется закономерности (13) при

$$h_0 = 0. \quad (15)$$

Решение разностного уравнения (13) с граничным условием (15)

$$h_s^2 = 4h_y s \Delta, \quad (16)$$

следовательно,

$$h_n^2 = 4h_y n \Delta. \quad (17)$$

Разные выражения (14) и (17) одного и того же уровня приводят к равенству

$$4h_y n \Delta = (h_y - \Delta)^2,$$

преобразуемому к виду

$$\sqrt{n(h_y + \Delta)} = \sqrt{n+1}(h_y - \Delta).$$

Откуда получаем выражение абсолютной погрешности аппроксимации характеристики реле

$$\Delta = \frac{\sqrt{n+1} - \sqrt{n}}{\sqrt{n+1} + \sqrt{n}} h_y = \left[ \sqrt{n+1} - \sqrt{n} \right]^2 h_y, \quad (18)$$

а после подстановки в (16) — размер порога

$$h_s = 2 \left[ \sqrt{n+1} - \sqrt{n} \right] \sqrt{s} h_y. \quad (19)$$

Таким образом, если уровни, показанные на рис. 3, выбираются по формуле (19), то относительная погрешность срабатывания (возврата)  $\delta$  определяется в соответствии с (18). Значения относительной погрешности в зависимости от числа сторон многоугольника даны в таблице.

$n$	1	2	3	4	5	6	7
$\delta = \Delta/h_y, \%$	17,16	10,10	7,18	5,57	4,55	3,85	3,34

Условием срабатывания реле максимального напряжения (тока) является выполнение какой-нибудь одной из следующих  $n+1$  пар неравенств

$$|U_1| \geq h_s, |U_2| \geq h_{n-s}, s = 0, n, \quad (20)$$

в то время как условием срабатывания реле минимального напряжения (тока) — одна из  $n$  пар неравенств

$$|U_1| \leq h_s, |U_2| \leq h_{n-s+1}, s = 1, n. \quad (21)$$

Условия (20) или (21) совместно с процедурой текущего суммирования (9), (10) представляют собой свободный от сложных операций и минимизированный по числу простых операций алгоритм функционирования реле с циклическим повторением программы на каждом шаге дискретизации.

#### Список литературы

- Шеерсон Э. М. Дистанционные защиты. М.: Энерготехиздат, 1986.
- Лямец Ю. Я., Сидиряков Е. В. Рекурсивная обработка напряжения (тока) фильтрами ортоональных составляющих // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. 1990. № 2. С. 67–76.

3. Лямец Ю. Я., Сидиряков Е. В. Фильтр ортогональных составляющих с минимальным числом операций // Изв. вузов. Энергетика. 1990. № 4. С. 49–53.

4. А. с. 1658238 СССР. Реле напряжения (тока) / Ю. Я. Лямец, Е. В. Сидиряков // Открытия. Изобретения. 1991. № 23.

5. Сидиряков Е. В., Ильин С. В., Смирнов Ю. Л. Векторный входной блок – предпроцессор обработки сигналов релейной защиты // Материалы Всесоюзн. науч.-техн. конф. "Современная релейная защита электроэнергетических объектов". Чебоксары. 1991. С. 11–13.

Поступила 15.12.92

УДК 621.313.014.333.019.34.001.24

## РАСЧЕТ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТИ ГЕНЕРАТОРА ИМПУЛЬСОВ ТОКА

А. А. ПЕТКОВ, инж.

Генераторы импульсов тока (ГИТ) широко применяются при испытаниях различных электротехнических устройств на стойкость к импульсному токовому воздействию. При этом, в большинстве случаев, режим эксплуатации ГИТ таков, что они могут рассматриваться как восстанавливаемые объекты [1].

Структурная схема надежности ГИТ, приведенная на рис. 1, представляет собой последовательную систему, содержащую источник зарядного напряжения (ИЗН), конденсаторную батарею (КБ), систему коммутации (СК), формирующий блок (ФБ), систему энергопроводов (СЭ) и нагрузку (Н).

Рассматриваемые ГИТ, как объекты исследования надежности, имеют специфику, заключающуюся в следующем:

процесс генерирования импульсов тока протекает дискретно, с большой скважностью;

отказ элементов ГИТ происходит в короткие промежутки времени протекания переходных процессов;

за время паузы отказы элементов могут самоподстранияться (например, пробой воздушной изоляции) и локализоваться (например, отключение аварийных конденсаторов предохранителями).

Таким образом, в ряде случаев, несмотря на отказы отдельных элементов, к моменту генерирования следующего импульса тока ГИТ является

физическими исправным устройством. При этом на первый план в проблеме обеспечения надежности ГИТ выходит аспект обеспечения параметрической надежности – способности ГИТ, в течение необходимой наработки, с заданной вероятностью генерировать импульсы тока с требуемыми выходными параметрами (ВП).

Для эквивалентной схемы разрядной цепи ГИТ, представленной последовательным RLC-контуром, основными ВП апериодического импульса тока, наиболее часто применяемого при испытаниях, являются [2–4]:

максимальное значение тока в импульсе

$$i_m = U/R; \quad (1)$$

длительность фронта импульса, определяемая как разность времен достижения током на фронте импульса значений, равных 0,9 и 0,1 максимального значения тока,

$$t_{\phi} = 2,2L/R; \quad (2)$$

длительность импульса тока – время достижения током на спаде импульса значения 0,5 максимального значения тока

$$t_n = 0,693RC, \quad (3)$$

где  $R$ ,  $L$  – эквивалентное активное сопротивление и индуктивность элементов разрядной цепи ГИТ;  $C$  – емкость конденсаторной батареи;  $U$  – зарядное напряжение конденсаторной батареи.

Соотношения (1) – (3) являются приближенными. Можно показать, что при  $R/\sqrt{L/C} \geq 60$  их погрешность не превышает 1 %.

При анализе параметрической надежности оперируют термином "параметрический отказ". Для ГИТ определим этот термин как событие, заключающееся в том, что в течение заданной наработки, хотя бы один ВП импульса тока принимает значение, выходящее за допустимый интервал. Тогда безотказная работа ГИТ – это событие, заключающееся в том, что в течение заданной наработки все ВП импульса тока принимают значения, принадлежащие допустимым интервалам их изменения.

Параметрическую надежность ГИТ будем характеризовать вероятностью безотказной работы (ВБР) по параметрическим отказам  $P_{б.р.}$ , которую при использовании теоремы умножения вероятностей независимых событий [5], определим как

$$P_{б.р.} = \prod_{i=1}^k P_i, \quad (4)$$

где  $k$  – количество ВП импульса тока, определяющих параметрическую надежность ГИТ;  $P_i$  – вероятность того, что  $i$ -й ВП импульса тока принимает значения, принадлежащие заданному интервалу.

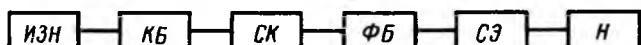


Рис. 1. Структурная схема надежности ГИТ

Предполагая, что ВП импульса тока распределены нормально, можно записать следующее выражение

$$P_{6,p} = \prod_{i=1}^k 0,5 \left\{ \Phi \left[ \frac{\Pi_{Bi} - M[\Pi_i]}{\sqrt{2D[\Pi_i]}} \right] - \Phi \left[ \frac{\Pi_{Hi} - M[\Pi_i]}{\sqrt{2D[\Pi_i]}} \right] \right\}, \quad (5)$$

где  $\Pi_{Bi}$ ,  $\Pi_{Hi}$  — верхняя и нижняя границы допустимого интервала изменения  $i$ -го ВП импульса тока;  $M[\Pi_i]$  — математическое ожидание (МО)  $i$ -го ВП импульса тока;  $D[\Pi_i]$  — дисперсия  $i$ -го ВП импульса тока;  $\Phi$  — функция Лапласа.

Если нет оснований предполагать нормальное распределение ВП импульса тока, то для определения ВБР целесообразно воспользоваться оценкой, основанной на равенстве Чебышева

$$P_{6,p} \geq \prod_{i=1}^k \left\{ 1 - \frac{D[\Pi_i]}{2} \left[ \frac{1}{(\Pi_{Hi} - M[\Pi_i])^2} + \frac{1}{(\Pi_{Bi} - M[\Pi_i])^2} \right] \right\}. \quad (6)$$

В дальнейшем рассмотрении примем, что ВП импульса тока распределены нормально и воспользуемся соотношением (5). ГИТ будем считать параметрически надежным устройством, если в течение заданной наработки ВБР, определенная из соотношения (5), не менее заданной  $P^*$ .

Как следует из (5), для оценки ВБР ГИТ необходимо располагать информацией о числовых характеристиках распределения (ЧХР) ВП импульса тока — МО и дисперсии. Для апериодического импульса тока такими ЧХР являются: МО и дисперсия длительности фронта ( $M[t_\phi]$ ,  $D[t_\phi]$ ), длительности импульса ( $M[t_u]$ ,  $D[t_u]$ ) и максимального значения тока ( $M[i_m]$ ,  $D[i_m]$ ). Можно показать, что если к соотношениям (1) — (3) применить операции нахождения МО и дисперсии функции случайных величин [5], то ЧХР выходных параметров импульса тока:

$$\begin{cases} M[t_\phi] = 2,2 \frac{M[L]}{M[R]} \{1 + V[R]^2\}; \\ D[t_\phi] = 4,84 \frac{M[L]^2}{M[R]^2} \{V[R]^2 + \\ + V[L]^2 + 2V[R]^4 + V[R]^2 V[L]^2\}; \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} M[t_u] = 0,693 M[R] M[C]; \\ D[t_u] = 0,48 M[R]^2 M[C]^2 \{V[R]^2 + \\ + V[C]^2 + V[R]^2 V[C]^2\}; \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} M[i_m] = \frac{M[U]}{M[R]} \{1 + V[R]^2\}; \\ D[i_m] = \frac{M[U]^2}{M[R]^2} \{V[R]^2 + \\ + V[U]^2 + V[R]^2 V[U]^2\}, \end{cases} \quad (9)$$

где  $M[R]$ ,  $M[L]$ ,  $M[C]$ ,  $M[U]$  — МО значений параметров разрядной цепи;  $V[R]$ ,  $V[L]$ ,  $V[C]$ ,  $V[U]$  — коэффициенты вариации значений параметров разрядной цепи.

В рассматриваемом случае представления эквивалентной схемы ГИТ последовательным  $RLC$ -контуром эквивалентное активное сопротивление разрядной цепи является суммой активных сопротивлений конденсаторной батареи  $R_{k,b}$ , системы коммутации  $R_{c,k}$ , системы энергопроводов  $R_{c,e}$ , формирующего блока  $R_{\phi,b}$  (если он вводится в разрядную цепь [6]) и нагрузки  $R_h$  [7]. Так как эти величины не коррелированы, можно записать

$$\begin{cases} M[R] = M[R_{k,b}] + M[R_{c,k}] + M[R_{\phi,b}] + \\ + M[R_{c,e}] + M[R_h]; \\ D[R] = D[R_{k,b}] + D[R_{c,k}] + D[R_{\phi,b}] + \\ + D[R_{c,e}] + D[R_h]. \end{cases} \quad (10)$$

Аналогичные соотношения имеют место для индуктивности разрядной цепи ГИТ при формальной замене обозначения  $R$  на  $L$ .

Вычисление ЧХР параметров конденсаторной батареи  $R_{k,b}$ ,  $L_{k,b}$ ,  $C_{k,b}$  рассмотрено в [8].

Для вычисления ЧХР активного сопротивления формирующего блока, содержащего  $n$  одинаковых параллельно соединенных формирующих элементов, основной вид отказа которых — обрыв, можно предложить следующие соотношения:

$$\begin{cases} M[R_{\phi,b}] = \frac{M[R_1]}{n p_1} \left[ 1 + \frac{q_1}{n p_1} \right]; \\ D[R_{\phi,b}] = \frac{M[R_1]^2}{n^2 p_1^2} \left\{ \frac{D[R_1]}{M[R_1]^2} + \frac{q_1}{n p_1} \left[ 1 + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{D[R_1]}{M[R_1]^2} \right] + 2 \left( \frac{q_1}{n p_1} \right)^2 \right\}, \end{cases} \quad (11)$$

где  $M[R_1]$ ,  $D[R_1]$  — МО и дисперсия значения активного сопротивления формирующего элемента;  $p_1 = \exp(-\lambda N)$ ;  $q_1 = 1 - p_1$ ;  $\lambda$  — интенсивность внезапных отказов формирующих элементов;  $N$  — наработка.

Соотношения (11) справедливы в случае, если формирующий блок эксплуатируется без проведения профилактических работ в течение некоторой наработки, а затем отказавшие формирующие элементы заменяются новыми.

Числовые характеристики распределения значений индуктивности формирующего блока могут быть определены по соотношениям (11) при формальной замене обозначения  $R$  на  $L$ . ЧХР величин  $R_{c.k}$ ,  $L_{c.k}$ ,  $R_{c.e}$ ,  $L_{c.e}$ ,  $R_h$ ,  $L_h$ ,  $U$ , определяются видом применяемых устройств. В общем случае ЧХР выходных параметров импульса тока зависят от наработки ГИТ. Соответственно и ВБР также является функцией наработки. При этом наработка  $N^*$ , получаемая из решения уравнения

$$P_{b.p.}(N^*) \geq P^*, \quad (12)$$

является предельной наработкой, после которой необходимо производить профилактические работы, связанные с заменой отдельных элементов разрядной цепи или функциональных блоков в целом.

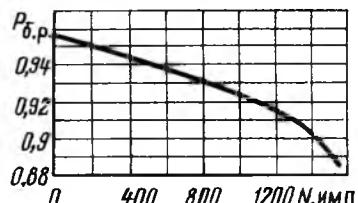
В качестве примера сделаем оценку параметрической надежности ГИТ, работающего на индуктивную нагрузку с параметрами  $M[L] = 2 \cdot 10^{-5}$  Гн,  $D[L] = 2 \cdot 10^{-12}$  Гн<sup>2</sup>. Конденсаторная батарея ГИТ состоит из  $n_0 = 100$  параллельно соединенных конденсаторов с параметрами  $M[C] = 1 \cdot 10^{-6}$  Ф,  $D[C] = 1 \cdot 10^{-14}$  Ф<sup>2</sup>. Отказы конденсаторов подчиняются экспоненциальному закону с  $\lambda = 3 \cdot 10^{-5} 1/\text{имп.}$

Для формирования импульса тока требуемой формы в цепь разряда ГИТ включен формирующий блок, состоящий из  $n = 50$  параллельно соединенных резисторов с параметрами  $M[R] = 2 \cdot 10^3$  Ом,  $D[R] = 950$  Ом<sup>2</sup>. Отказы резисторов подчиняются экспоненциальному закону с  $\lambda = 4,5 \cdot 10^{-5} 1/\text{имп.}$

Параметры элементов неизменны в процессе эксплуатации. Параметры зарядного напряжения  $U = 16 \cdot 10^3$  В,  $D[U] = 900$  В<sup>2</sup>.

Генератор импульсов тока является параметрически надежным устройством, если с вероятностью не менее 0,9 выходные параметры импульса тока находятся в диапазоне:  $0,7 \cdot 10^{-6} \leq t_\phi \leq 1,9 \cdot 10^{-6}$  с,  $1,75 \cdot 10^{-3} \leq t_u \leq 3,25 \cdot 10^{-3}$  с,  $340 \text{ A} \leq i_m \leq 460 \text{ A}$ .

Рис. 2. Изменение вероятности безотказной работы ГИТ в зависимости от наработки



На рис. 2 приведен график изменения ВБР данного ГИТ в зависимости от наработки, построенный с использованием приведенных соотношений, откуда видно, что предельная наработка ГИТ составляет  $N^* = 1420$  импульсов. После чего должны быть проведены профилактические работы.

## Выводы

1. Определены показатели, характеризующие параметрическую надежность ГИТ.

2. Приведенные соотношения позволяют рассчитать сроки проведения профилактических работ, связанных с заменой элементов разрядной цепи ГИТ. Кроме того, они могут быть использованы при определении состава, объема и периодичности пополнения комплекта запасных элементов, обеспечивающих работоспособность ГИТ.

## Список литературы

- Нескородов Г. Ф., Петков А. А. Надежность и режимы работы высоковольтных импульсных устройств // Надежность и контроль качества. 1989. № 12.
- Гурвич И. С. Защита ЭВМ от внешних помех. М.: Энергоатомиздат, 1984.
- Месяц Г. А. Генерирование мощных наносекундных импульсов. М.: Советское радио, 1974.
- Костенко М. В. Построение приближенных формул для решения электротехнических задач по способу "предельных точек" // Электричество. 1982. № 9.
- Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М.: ГИФМЛ, 1962.
- Петков А. А. Выбор параметров разрядной цепи генератора импульсов тока при разряде на последовательную активно-индуктивную нагрузку // Электротехника. 1990. № 10.
- Физика и техника мощных импульсных систем / Под ред. Е. П. Велихова. М.: Энергоатомиздат, 1987.
- Петков А. А. Числовые характеристики распределения выходных параметров конденсаторной батареи генератора импульсов тока // Электротехника. 1991. № 5.

Поступила 24.12.92

Научный редактор Н. С. Рazuмовская. Литературный редактор А. М. Мескина.

Художественный редактор Т. А. Дворецкова. Технический редактор Г. Г. Самсонова

Корректор З. Б. Драновская

Сдано в набор 22.03.93. Подписано в печать 22.04.93. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная № 2.  
Печать офсетная. Усл. печ. л. 8,82. Усл. кр.-отт. 9,54. Уч.-изд. л. 9,22. Тираж 1195 экз. Заказ № 115.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Набрано на ордена Трудового Красного Знамени Чеховском полиграфическом комбинате Министерства печати и информации Российской Федерации 142300, г. Чехов Московской области

Отпечатано в Подольском филиале. 142110, г. Подольск, ул. Кирова, 25  
Вологодская областная универсальная научная библиотека

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

УДК 629.423.1:338.26"313"

**Электровозы НПО "НЭВЗ" сегодня и завтра**. Э. П. Путилов, В. А. Головченко. – Электротехника, 1993, № 5, с. 2.

Дана характеристика научно-производственного объединения "Новочеркасский электровозостроительный завод". Приведены результаты разработки перспективного типажного ряда электровозов на период до 2000 г.

Табл. 4.

УДК 62-83:621.333.3.001.5

**Тяговый электропривод перспективных пригородных электропоездов с асинхронными двигателями**. В. И. Баранкевич, С. Н. Васильев, С. В. Горностаев, Ю. М. Иньков, В. В. Литовченко, В. А. Петров, А. М. Солодунов, В. А. Шаров. – Электротехника, 1993, № 5, с. 7.

Для перспективных пригородных электропоездов, работающих от контактной сети постоянного тока, предлагается тяговый электропривод с асинхронными двигателями, получающими питание от двухзвенной преобразовательной установки с импульсными преобразователями и автономными инверторами тока. Отмечено, что параметры освоенной отечественной промышленностью элементной базы соответствуют требованиям к элементам преобразовательной установки.

Ил. 2. Библ. 3 назв.

УДК 622.625.28-83:621.314.1::621.382.

**Рудничный контактный электровоз с тиристорным регулированием**. В. А. Браташ, М. Н. Жабов, Ю. М. Иньков, М. И. Озеров, В. А. Косинцев, В. В. Чумак. – Электротехника, 1993, № 5, с. 10.

Приведено описание силовых цепей разрабатываемого рудничного электровоза с тиристорным регулированием режимами работы, позволяющим устранить основные недостатки существующих электровозов с контакторно-резисторными системами управления.

Ил. 1. Библ. 1 назв.

УДК 622.625.28-83.621.314:621.382

**Повышение эффективности функционирования тиристорных импульсных регуляторов напряжения электропривода рудничных электровозов**. О. Н. Синчук, Е. В. Афанасьев, М. Г. Афанасьева, Н. Хаттиб. – Электротехника, 1993, № 5, с. 11.

Рассмотрены особенности функционирования тиристорных импульсных регуляторов напряжения электропривода рудничных электровозов. Предложена методика построения математической модели систем управления тяговым электроприводом с импульсным регулированием, позволяющая схемотехнически реализовать научные разработки.

Ил. 2. Библ. 6 назв.

УДК 621.333.3.001.5

**Локомотивный источник питания для централизованного электроснабжения вагонов пассажирских поездов**. Ю. М. Иньков, В. И. Озеров, М. И. Озеров, В. В. Чумак. – Электротехника, 1993, № 5, с. 14.

Рассмотрены вопросы создания локомотивного источника питания электроснабжения пассажирских вагонов, содержащего непосредственный преобразователь частоты и синхронный поездной генератор, приводимый во вращение дизелем тепловоза.

Ил. 2. Библ. 4 назв. Вологодская областная универсальная научная библиотека

72

УДК 621.314.26:621.333.3-83

**Применение непосредственных преобразователей частоты в тяговых электроприводах**. В. И. Озеров, М. И. Озеров, В. Н. Ротанов, В. В. Чумак. – Электротехника, 1993, № 5, с. 18.

Рассмотрены вопросы, связанные с разработкой вентильных преобразователей на базе непосредственных преобразователей частоты, для целей тяги и вспомогательных нужд при питании от сети постоянного и переменного тока.

Библ. 5 назв.

УДК 621.391.82:621.335.3

**К вопросу помехоподавления в каналах высокочастотной связи рудничной электровозной откатки**. О. Н. Синчук, Н. М. Артшевич, Э. С. Гузов, Т. М. Беридзе. – Электротехника, 1993, № 5, с. 21.

Рассмотрены процессы помехообразования в каналах высокочастотной связи рудничной электровозной откатки при функционировании устройств импульсного контроля изоляции сетей. Предложены метод подавления импульсных помех и схемотехническое решение. Описаны основные функциональные возможности разработанного устройства.

Ил. 3. Библ. 4 назв.

УДК 621.382.233.026:621.333.3.001.5

**Определение энергетических показателей электроподвижного состава переменного тока с 4q-S-преобразователями**. В. В. Литовченко. – Электротехника, 1993, № 5, с. 23.

Приведены результаты анализа процессов в 4q-S-преобразователе. Даны основные соотношения, позволяющие производить расчет токов, напряжений и коэффициента мощности электроподвижного состава с 4q-S-преобразователями.

Ил. 8. Библ. 4 назв.

УДК 621.382.2.026.001.5

**Гармонический состав потребляемого тока и характеристики двухмостовых выпрямителей**. В. М. Антухин, Ю. М. Иньков. – Электротехника, 1993, № 5, с. 31.

Приведены входные характеристики трехфазного несимметрично-регулируемого мостового выпрямителя и показано, как при различных способах соединения обмоток питающего трансформатора или способа подачи управляющих импульсов можно при параллельном подключении выпрямителей устранить или уменьшить различные гармоники тока питающей сети и, тем самым, увеличить коэффициент мощности на входе выпрямителей.

Ил. 3. Библ. 5 назв.

УДК 62-83:621.333.3.001.5

**Возможности совершенствования тягового привода контактных рудничных электровозов**. М. Н. Жабов, М. И. Озеров, В. А. Косинцева, В. В. Чумак. – Электротехника, 1993, № 5, с. 38.

Предложена система управления тяговым приводом электровоза на основе тиристорных преобразовательных устройств, обеспечивающих плавное регулирование напряжения двигателей.

Библ. 1 назв.

УДК 621.313.014.333.019.34.001.24

**Расчет параметрической надежности генератора импульсов тока**. А. А. Петков. – Электротехника, 1993, № 5, с. 69.

Рассмотрена процедура определения показателей, характеризующих параметрическую надежность генераторов импульсов тока. Приведены соотношения, позволяющие рассчитать сроки проведения профилактических работ.

Ил. 2. Библ. 8 назв.

