





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

## УЧРЕДИТЕЛИ

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

## СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

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

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

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

Содержание журнала можно бесплатно получить  
в INTERNET через службу ИНФОМАГ,  
организованную в Московском физико-техни-  
ческом институте.

Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

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

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

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

При перепечатке ссылка на журнал «Электро-техника»  
обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения  
авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция  
ответственности не несет.

Рукописи статей не возвращаются.

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

**Адрес редакции: 123242, Москва, Зоологическая ул., 11, комн. 213 Телефон/факс: 254-11-52**

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

## СОДЕРЖАНИЕ

### ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Богаченко Д.Д., Кудрявцев А.В., Ладыгин А.Н.,  
Никольский А.А., Холин В.В., Чайка Д.В. Си-  
стемы управления энергосберегающих электро-  
приводов общепромышленных механизмов ..... 2

- Беленький А.Д. Управление приводами солнеч-  
ных батарей научно-энергетической платформы  
российского сегмента международной косми-  
ческой станции с использованием датчика мо-  
мента магнитной муфты ..... 7

- Савоскин А.Н., Кулинич Ю.М., Гринберг Р.П.  
Повышение коэффициента мощности электро-  
воза переменного тока ..... 11

- Сидоров С.Н. Энергетические процессы и показа-  
тели вентильного преобразователя в сети огра-  
ниченной мощности ..... 16

### ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

- Аракелян В.Г. Цели, понятия и общие принципы  
диагностического контроля высоковольтного  
электротехнического оборудования ..... 23

- Рыльская Л.А. Электрическая прочность новой ва-  
куумной дугогасительной камеры (до выработ-  
ки ресурса) ..... 27

- Шаякберов Н.Ш., Акимов А.М., Афанасьев Д.Н.  
Способ определения полных проводимостей  
изоляции фаз сети относительно земли под ра-  
бочим напряжением 6-10 кВ ..... 35

### ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ НЕФТЕДОБЫЧИ

- Месенжник Я.З., Носов В.Н. Электрообору-  
дование для проведения работ в скважинах и ин-  
тенсификации добычи нефти ..... 39

- Захаренко А.Б. Оптимизация погружных синхрон-  
ных электродвигателей ..... 50

- Сайдов Р.А. Защита погружных электродвигате-  
лей от неполнофазных режимов ..... 55

### ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

- Чибиркин В.В., Гейфман Е.М. Разработка ради-  
ационных методов контролируемого регулиро-  
вания времени жизни неравновесных носителей  
заряда в силовых полупроводниковых прибо-  
рах ..... 59

### ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

- Адыгезалов С.В., Адыгезалов В.С. К повыше-  
нию чувствительности соленоидных преобразо-  
вателей с секционной катушкой ..... 63

## CONTENTS

### ELECTRIC DRIVE

- Bogachenko D.D., Kudryavcev A.V., Ladygin A.N.,  
Nikolsky A.A., Holin V.V., Chaika D.V. Energy-  
efficient electric drives control systems of general  
industrial machinery ..... 2
- Belenky A.D. Scientifically energy platform solar  
battery drives control of international cosmic  
station Russian segment using magnetic clutch  
torque sensor ..... 7

- Savoskin A.N., Kulinich Y.M., Greenberg R.P. AC  
electric locomotive power factor improving ..... 11

- Sidorov S.N. Energy processes and semiconductor  
converter indices in limited power system ..... 16

### HIGH-VOLTAGE APPLICATIONS

- Arakelyan V.G. Purposes, concepts and basic  
principles of high-voltage electrotechnical  
equipment diagnostic control ..... 23

- Rylskaya L.A. Breakdown strength of new vacuum  
arc chute (till life failure) ..... 27

- Shayakberov N.S., Akimov A.M., Afanasyev D.N.  
Admittance determination method of mains phase  
ground isolation under working voltages  
6-10 kV ..... 35

### OIL PRODUCTION ELECTRICAL EQUIPMENT

- Mesengnik Y.Z., Nosov V.N. Electrical equipment  
for well operations and intensification of oil  
production ..... 39

- Zaharenko A.B. Well synchronous electric motors  
optimization ..... 50

- Saidov P.A. Well electric motors protection from  
open-phase operating conditions ..... 55

### RESEARCH AND CALCULATIONS

- Chibirkin V.V., Geifman E.M. Radiation method  
development of power semiconductor devices  
nonequilibrium charge carrier lifetime control ..... 59

### FROM WORKING EXPERIENCE

- Adygezalov S.V., Adygezalov V.S. To improving  
solenoid converter sensitivity with sectional  
inductor ..... 63

# ЭЛЕКТРОПРИВОД

## Системы управления энергосберегающих электроприводов общепромышленных механизмов

БОГАЧЕНКО Д.Д., КУДРЯВЦЕВ А.В., ЛАДЫГИН А.Н., НИКОЛЬСКИЙ А.А., ХОЛИН В.В., ЧАЙКА Д.В.

МЭИ (технический университет)

*Рассмотрены особенности построения и функционирования микропроцессорных систем управления частотно-регулируемых электроприводов, реализованных на базе однокристальных восьмиразрядных контроллеров. Приведены результаты реализации и внедрения данной системы электропривода.*

Современный рынок низковольтных частотно-регулируемых электроприводов средней мощности характерен широким предложением совершенных преобразователей частоты (ПЧ) зарубежного производства. В большинстве своем это преобразователи универсального применения, в которых реализованы сложные законы управления. Применение таких преобразователей позволяет создавать электроприводы, удовлетворяющие самым высоким требованиям со стороны механизмов, включая позиционные механизмы с приводами следящего типа. В то же время, наблюдается процесс массового внедрения частотного регулирования в электроприводах общепромышленных механизмов с достаточно низкими требованиями к характеристикам электропривода. Электроприводы этих механизмов (насосов, вентиляторов, транспортеров, мешалок и т.п.) выполнены на основе асинхронных короткозамкнутых двигателей (АД), работают в длительных режимах при сравнительно невысоких требованиях к быстродействию. Рабочий диапазон регулирования частоты вращения обычно не превышает 10 : 1, диапазон регулирования в переходных режимах — 50 : 1. Основные задачи регулирования сводятся к оптимизации рабочих режимов в зависимости от технологических параметров, в том числе с целью энергосбережения, и обеспечению плавности переходных процессов.

Именно для подобного рода применений, прежде всего на центробежных механизмах, на кафедре АЭП МЭИ в начале 90-х годов прошлого века [1,2] были разработаны частотно-регулируемые электроприводы под маркой "КЭУ". Преобразователи частоты этих электроприводов выполнены по широко распространенной схеме со звеном постоянного тока и автономным инвертором напряжения (АИН) на IGBT модулях. Производство преобразователей "КЭУ" освоено Опытным заводом МЭИ и они выпускаются малыми сериями для электроприводов мощностью от 7,5 до 45 кВт.

При известной специфике использования большинства из названных общепромышленных механизмов особо важное значение приобретают простота эксплуатации, надежность и цена ПЧ электроприводов. Все эти показатели в значительной мере определяются элементной базой, применяемой в системах управления ПЧ.

В статье рассмотрено построение и функционирование микропроцессорных систем управления частотно-регулируемого электропривода, отвечающих изложенным положениям. В настоящее время достаточно очевидно, что система управления, обеспечивающая требуемое качество электропривода, может быть только цифровой, реализованной на микропроцессоре. При этом особое значение для отечественных разработчиков имеет вопрос выбора типа микропроцессора, который должен быть достаточно совершенным по своим характеристикам и одновременно — простым по технологии использования. В конечном итоге доступность технологий изготовления системы управления и простота ее отладки определяют степень удовлетворения названных выше требований.

Уже упомянутая относительная простота задач, решаемых системой управления приводов общепромышленных механизмов, позволила использовать в разработанных ПЧ 8-разрядные однокристальные микроконтроллеры (МК) типа SAF — C508 ("Siemens"/"Infineon") или MC68HC908MR32 ("Motorola"). Встроенный программно-аппаратный модуль ШИМ сигналов обеспечивает управление трехфазным инвертором в режиме двухполюрной ШИМ с коммутационной паузой между открытыми состояниями транзисторов одной фазы АИН. Основные технические данные этих МК, характеризующие их возможности для применения в системах управления ПЧ, приведены в табл.1 [3,4].

В табл.1 приняты следующие обозначения:

$f_t$  — тактовая частота внутреннего генератора, максимальное значение;  $\Delta t_{8/8}$  — время выполнения однобайтового умножения;  $\Delta t_{8/8}$ ,  $\Delta t_{16/8}$  —

Основные технические данные микроконтроллеров

Микроконтроллер	$f_r$ , мГц	$\Delta t_{8+8}$ , мкс	$\Delta t_{8/8}$ , мкс	$\Delta t_{16/8}$ , мкс	$f_k$ , кГц		$\Delta t_k$ , мкс	$n K_{AЦП}$
					$K=256$	$K=1024$		
SAF-C508	20	1,2	1,2	—	39,06	9,76	0,125...32	8-10
MC68HC908MR32	32	0,625	—	0,875	15,6	3,9	0,1...10	10-10

время выполнения команды деления однобайтового и двухбайтового чисел на однобайтовое число;  $f_k$  — частота коммутации транзисторов АИН;  $K$  — содержимое регистра периода модуля ШИМ;  $\Delta t_k$  — коммутационная пауза в АИН;  $n$ ,  $K_{AЦП}$  — соответственно число каналов и разрядность АЦП.

Однобайтовая структура этих микроконтроллеров значительно упрощает аппаратную реализацию и технологию изготовления модуля управления ПЧ и снижает его стоимость. Программная совместимость МК SAF-C508 с широко распространенным в нашей стране МК 1816ВЕ51 позволяет кроме того использовать доступные средства разработки и отладки рабочих программ электропривода.

Структурная схема модуля управления ПЧ, реализованная на МК SAF-C508 показана на рис.1, где **ФАЦП**, **ФЦАП**, **ФШИМ** — формирователи соответствующих аналоговых и дискретных сигналов. Клавиатура используется только для программирования системы управления ПЧ. Назначение остальных блоков модуля управления понятно из рис.1. Входные сигналы модуля управления: аналоговые (четыре канала), дискретные (четыре канала) и сигналы с датчиков тока, напряжения, обрыва фазы и температуры ПЧ. Выходные сигналы: дискретные ШИМ сигналы (шесть каналов), дискретные выходы (типа "сухой контакт", четыре канала) и один аналоговый канал. Связь с ЭВМ осуществляется по

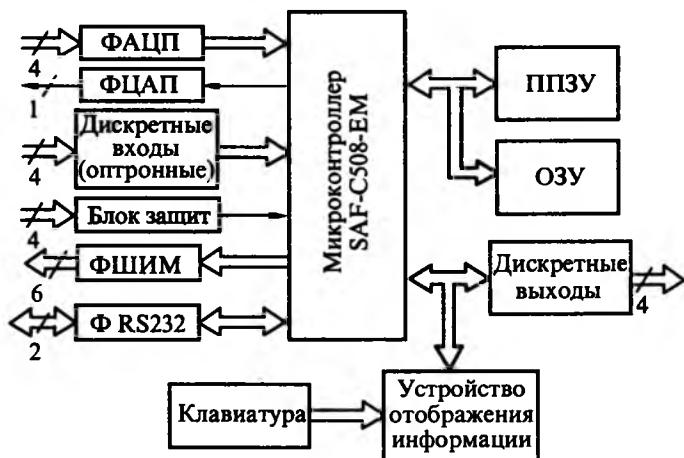


Рис.1. Структурная схема модуля управления ПЧ

последовательному каналу (RS232). Далее рассмотрены некоторые особенности разработки рабочих программ для 8-и разрядных МК.

### Выбор частоты коммутации

При формировании выходного напряжения ПЧ ШИМ модулем микроконтроллера частота коммутаций  $f_k$  связана с дискретностью по периоду  $\Delta t_k$ . Мгновенные значения модулирующего напряжения на каждом интервале  $\Delta t_{\theta_i}$  определены содержимым регистра сравнения ШИМ (далее регистр ШИМ). Если перезагрузку регистра ШИМ производить один раз на каждом интервале на рабочей частоте  $f_1$ , то частота коммутации

$$f_k = n_{\theta} f_1$$

и длительность интервала дискретности

$$\Delta t_k = 1/n_{\theta} f_1,$$

где  $n_{\theta}$  — число интервалов в одном периоде частоты модулирующего напряжения ПЧ.

Зависимости  $f_k(n_{\theta})$  и  $\Delta t_k(n_{\theta})$  для  $f_1 = 50$  Гц показаны на рис.2. Практическая область значений частот коммутации, соответствующая минимуму суммарных потерь в ПЧ и АД для частоты  $f \leq 50$  Гц, находится обычно в пределах  $2,5 \text{ кГц} \leq f_k \leq 10 \text{ кГц}$ . На рис.2 эта область заштрихована и обозначена  $f_{k50}$  и  $n_{\theta50}$ , т.е. для обозначенных условий граничные значения равны  $n_{\theta1} = 50$ ,  $n_{\theta2} = 200$  и длительность интервалов дискретности соответственно  $\Delta t_{k1} = 400 \text{ мкс}$  и  $\Delta t_{k2} = 100 \text{ мкс}$ .

Сопоставив полученные значения  $\Delta t_k$  с временами выполнения команд (табл.1) можно понять, что при разработке рабочих программ с целью экономии времени выполнения команд в течение интервала дискретности целесообразно по возможности избегать медленных арифметических команд, заменяя их табличными методами расчета, при которых удобно для 8-разрядных микроконтроллеров принять  $n_{\theta} = 2^8$ . В этом случае для рассматриваемого варианта при  $f_1 = 50$  Гц получим  $f_k = 12,8$  кГц и  $\Delta t_k = 78 \text{ мкс}$ , т.е. частота  $f_k$  излишне велика, а интервал дискретности мал.

В алгоритме рабочей программы разработанной системы управления по названным причинам частота коммутации выбрана при частоте  $f_1 < 50$  Гц. Так, если перезагрузку регистра ШИМ выполнять один раз на каждом интервале дискретности при  $n_{\theta} = 2^8$  и  $f_1 = 20$  Гц, то соответственно  $f_k = 5,12$  кГц

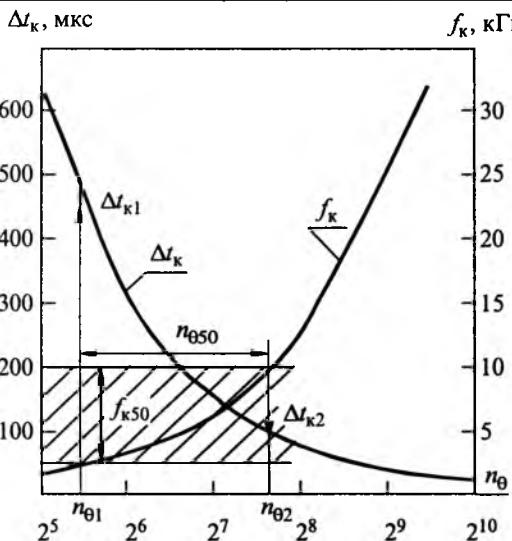


Рис.2. Зависимость частоты коммутации  $f_k$  и длительности интервала дискретности  $\Delta t_k$  от числа интервалов при  $f = 50$  Гц

и  $\Delta t_0 = 195$  мкс. Частота коммутации  $f_k$  и соответственно интервал дискретности  $\Delta t_k$  при работе ПЧ остаются постоянными и не зависят от текущей рабочей частоты  $f$ .

### Формирование рабочей частоты

Частоту  $f$  при выбранном значении числа интервалов  $n_0$  однозначно определяет частота перезагрузки в регистр ШИМ очередного значения напряжения на интервале  $\Delta t_{0i}$ . Дискретность по заданию частоты  $f$  и значение минимальной частоты определяется разрядностью при вычислении номера интервала  $n_0$ . В рассматриваемом электроприводе принят однобайтовый указатель номера интервала ( $n_0 = 2^8$ ), который является старшим байтом 16-разрядного значения указателя номера интервала, т.е. фактически определяет текущее значение угла  $\theta$  для кривой модулирующего напряжения. Текущее значение  $\theta_i$  или номера интервала при табличной адресации  $N_{0i} = N_{0(i-1)} + \Delta N$ , где  $\Delta N = 2^{16} f / f_k$ . В этом случае только при  $f = f_1$  перезагрузка регистра ШИМ будет происходить один раз на каждом интервале дискретности ( $\Delta t_k = \Delta t_0$ ). В области частот  $f > f_1$  перезагрузка регистра ШИМ на некоторых интервалах  $\Delta t_{0i}$  будет пропущена ( $\Delta t_k > \Delta t_0$ ), а в области  $f < f_1$  в течение одного интервала  $\Delta t_{0i}$  в регистр ШИМ будет загружаться одно и то же число несколько раз ( $\Delta t_k < \Delta t_0$ ). В качестве примера в табл.2 для некоторых частот приведены значения смещения  $\Delta N$  и указателя номера интервала  $n_0$  для первых двенадцати ( $i = 0, \dots, 11$ ) из 256 интервалов от начала периода выходной частоты при  $f_1 = 20$  Гц и  $f_k = 5,12$  кГц.

При таком способе формирования частоты  $f$  ее минимальное значение и дискретность регулиро-

Таблица 2  
Номера интервалов загрузки регистра ШИМ

$f, \text{Гц}$	$\Delta N$	$n_{0i}$											
		$i=0$	$i=1$	$i=2$	$i=3$	$i=4$	$i=5$	$i=6$	$i=7$	$i=8$	$i=9$	$i=10$	$i=11$
1,953	25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2,031	26	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
5	64	0	0	0	0	1	1	1	1	2	2	2	2
10	128	0	0	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5
20	256	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
40	512	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22
50	640	0	2	5	7	10	12	15	17	20	22	25	27

вания определяются при  $\Delta N = 1$ :

$$f_{\min} = \Delta f_{\min} = f_k / 2^{16} \cong 0,078 \text{ Гц},$$

поэтому некоторые точные значения частот не могут быть получены, как, например, частота  $f = 2$  Гц в табл.2.

Разрешение по углу в задании напряжения ПЧ при  $f \leq f_1 = 20$  Гц равно  $\Delta\theta = 360^\circ / n_0 = 1^\circ 20'$ , при  $f > f_1$  —  $\Delta\theta = 360 f / (f_1 n_0)$ , т.е. для  $f_1 = 20$  Гц и  $f = 50$  Гц  $\Delta\theta = 3^\circ 30'$ , что вполне допустимо для требований по точности регулирования электроприводов общепромышленных механизмов.

### Формирование модулирующего напряжения

В системах управления разработанных ПЧ использовались две формы кривой модулирующего напряжения, обеспечивающие хорошую синусоидальность линейного тока двигателя:

$$u_i = U \sin \theta_i; \quad u_i = U (\sin \theta_i + 0,14 \sin 3\theta_i).$$

Алгоритм расчета угла  $\theta_i$  рассмотрен выше. Значение амплитуды  $U$  в алгоритме рабочей программы, как обычно, является результатом расчета по подпрограммам, описывающим работу системы регулирования электропривода. Тогда при достаточности временного ресурса микроконтроллера значения напряжения  $u_i$  на каждом интервале  $n_{0i}$  можно получить, воспользовавшись операцией умножения.

При недостаточном времени для обработки подпрограмм в течение интервала дискретности  $\Delta t_k$  в качестве альтернативного решения был опробован алгоритм, предложенный фирмой "Siemens" и позволяющий заменить операцию умножения сложением. Алгоритм основан на понятном тригонометрическом преобразовании:

$$u_i = U \sin \theta_i = \cos(\arccos U) \sin \theta_i = 0,5 \sin(\theta_i + \arccos U) + 0,5 \sin(\theta_i - \arccos U).$$

Тригонометрические функции в системе управления записаны в ПЗУ в виде таблиц  $\arccos U = F(U)$  и  $0,5 \sin \theta = F(n_0)$ . Причем в таблице  $0,5 \sin \theta = F(n_0)$  учтены смещения, обеспечивающие коммутационную паузу  $\Delta t_k$  и полное использование разрядного поля по амплитуде обоих полупериодов синуса, т.е. в результате расчета получатся значения, подготовленные для загрузки в регистр ШИМ.

## Дискретность по амплитуде напряжения ПЧ

Разрешение по амплитуде напряжения должно обеспечить приемлемую форму модулирующей кривой при минимальной частоте ПЧ. Если использовать в простейшем случае для формирования амплитуды напряжения базовое 8-разрядное поле микроконтроллера, то при максимальной частоте  $f = 50$  Гц амплитуда  $U_m \approx 2^7$ . В ПЧ применена зависимость  $U(f)$ , которая обеспечивает постоянство тока ХХ АД при регулировании частоты:

$$U = 2^7 ((1 - U_0/U_{50}) f / 50 + U_0/U_{50}),$$

где  $U_0$  и  $U_{50}$  — соответственно амплитуда модулирующего напряжения при  $f = 0$  и  $f = 50$  Гц.

В этом случае, например, при минимальной частоте  $f_{\min} = 2$  Гц и  $U_0/U_{50} = 0,14$  абсолютное значение амплитуды напряжения в единицах разрядной сетки  $U_{\min} = 22$  и относительное значение одного разряда  $\Delta U_1 = 1/U_{\min} = 4,5\%$ , т.е. обеспечить хорошее качество формы модулирующего напряжения при малых частотах невозможно.

Работоспособность ПЧ при такой дискретности и влияние на работу увеличения разрядности амплитуды напряжения проверены на действующем образце ПЧ [5]. Оценку влияния дискретности при обработке сигналов в системе управления удобно проводить в разомкнутой системе регулирования в зоне автоколебаний, естественных для системы ПЧ-АД (частоты 15–30 Гц), анализируя при этом амплитуду линейного тока АД. Работа проводилась с АД типа АИР-160-С4 мощностью 15 кВт. Линейный ток АД в зоне автоколебаний показан на рис.3,а, на котором приведена осциллограмма тока АД в режиме ХХ при  $f = 26$  Гц и максимальном разрешении по амплитуде модулирующего напряжения один байт. Некоторые результаты эксперимента приведены в табл.3.

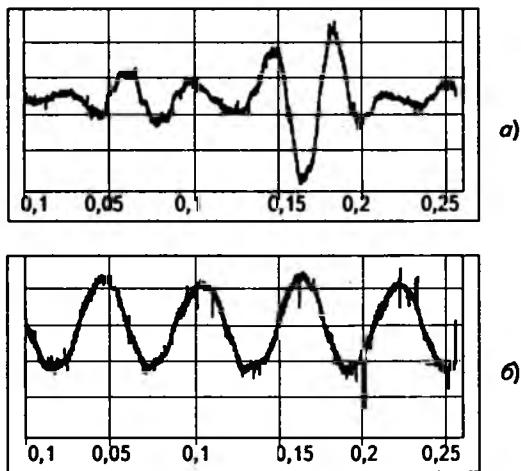


Рис.3. Линейный ток АД:

а — режим автоколебаний ( $m_y = 20$  А/дел,  $m_x = 0,05$  с/дел,  $f = 26$  Гц); б — скорректированная система ( $m_y = 10$  А/дел,  $m_x = 0,05$  с/дел,  $f = 17$  Гц,  $K_{o.c} = 5$ )

Таблица 3

Экспериментальные данные режима автоколебаний разомкнутой системы ПЧ-АД

Число разрядов $U$	Нижняя граница зоны автоколебаний $f_{\min}$ , Гц	Верхняя граница зоны автоколебаний $f_{\max}$ , Гц	$I_{m_{x,y}} / I_{y_{m_{x,y}}}$
$2^8$	8	41	3,75
$2^{10}$	11	20	2,5

В качестве базовой принята амплитуда тока в установившемся режиме вне зоны колебаний  $I_{y_{m_{x,y}}}$ , которая при выбранной зависимости  $U(f)$  практически не зависит от частоты. Увеличение разрядности по амплитуде уменьшает зону колебаний и размах тока (см. табл.3).

Коррекция системы проведена с помощью Д-регулятора по сигналу напряжения на входе АИН. На рис.3,б показана осциллограмма тока АД в скорректированной системе при разрядности амплитуды напряжения  $2^{10}$  и частоте  $f = 17$  Гц, которая в нескорректированной системе при таком разрешении по напряжению соответствовала максимальным колебаниям тока АД.

При реализации регуляторов с аналоговыми входными сигналами используется многоканальный АЦП МК (см. табл.1). Точность преобразования аналогового сигнала примерно 0,1% может быть получена только при работе с двухбайтовыми сигналами и достаточно точным и стабильным источником опорного напряжения. При использовании восьмиразрядного сигнала АЦП точность преобразования (примерно 0,4%) обычно достаточна для систем регулирования общепромышленных механизмов, однако возникает проблема различимости отклонения сигналов.

Если аналоговый сигнал в рабочих режимах не изменяется от нуля до максимального значения, то разрешение можно увеличить, ограничив зону преобразования сигнала значением от минимального до максимального. Так, при преобразовании аналогового сигнала датчика входного напряжения АИН границы этой зоны можно принять равными уставкам срабатывания защиты в ПЧ по минимальному  $U_{\min}$  и максимальному  $U_{\max}$  напряжениям. Если номинальное значение напряжения на входе АИН  $U_n = 520$  В,  $U_{\min} = 400$  В и  $U_{\max} = 750$  В, то разрешение после преобразования сигнала составит около 1 В/бит и точность примерно 0,2%.

### Практическое использование

Наиболее широкое применение разработанная серия ПЧ нашла в электроприводах центробежных насосов. В качестве примера рассмотрим систему регулирования электропривода сливного

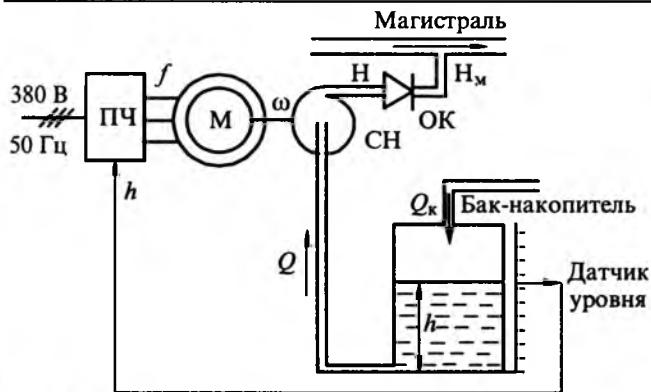


Рис.4. Структурная схема системы регулирования

насоса подогревателя низкого давления (ПНД) типовой ТЭЦ. Мощность электропривода 30 кВт.

Структурная схема объекта регулирования приведена на рис. 4. Остаток отработанного конденсата поступает в бак-накопитель. Уровень воды в баке необходимо поддерживать на заданном значении (обычно 50%). Сливной насос ( $CH$ ), приводимый в движение асинхронным двигателем  $M$ , через обратный клапан ( $OK$ ) подает конденсат в магистраль, давление в которой, в зависимости от режима турбины, изменяется от 4 до 10 атм.

На работу системы оказывает влияние технологическое ограничение: частота вращения насоса не должна быть меньше 20% номинальной. Это условие соответствует аварийному режиму, так как обратный клапан  $OK$  открывается только при достижении насосом давления, превышающего давление в магистрали (4–10 атм), что соответствует частоте вращения насоса более 60% номинальной.

В алгоритме программы системы регулирования при достижении скорости меньше 20% номинальной частота ПЧ остается на уровне 20 %  $f_n$  до тех пор, пока уровень воды в баке не уменьшится до 20%, после чего двигатель насоса выключается. Последующее включение двигателя производится после заполнения бака на 40% .

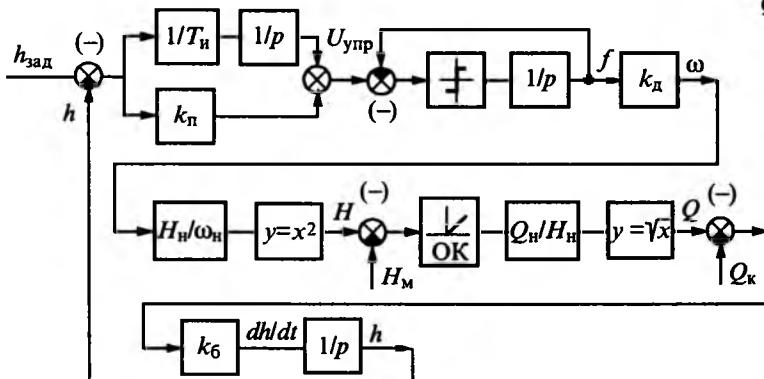


Рис.5. Функциональная схема системы электропривода

Так как технологические переменные системы  $Q_k$  (поступление конденсата в бак) и  $H_m$  (давление в магистрали) изменяются довольно медленно, то особо высоких требований к динамике регулятора не предъявляется. С другой стороны, необходимо обеспечить точность поддержания уровня воды в баке порядка 5%. Учитывая вышесказанное, в контуре регулирования конденсата применен пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор. Постоянная времени интегральной части  $T_n$  и коэффициент усиления пропорциональной части  $k_n$  определяют качество переходных процессов в системе.

Так как объект регулирования является нелинейным, параметры регулятора определялись по результатам моделирования. Моделирование осуществлялось в системе MATLAB. Параметры регулятора были выбраны такими, чтобы при любых изменениях технологических переменных в рабочих режимах турбины, динамическая ошибка по уровню конденсата в баке-накопителе не превышала 5% .

Функциональная схема модели системы показана на рис.5. Преобразователь частоты представлен ПИ-регулятором технологического параметра  $h$  и задатчиком интенсивности в канале частоты. Темп задатчика интенсивности — 5 Гц/с. Электромеханическую постоянную времени АД при этом можно не учитывать и представить двигатель пропорциональным звеном ( $\omega = k_d f$ ). Характеристика напора насоса от частоты вращения принята квадратичной

$$H = H_n (\omega / \omega_n)^2,$$

где  $H_n$  и  $\omega_n$  — номинальные давление и частота вращения насоса.

Зависимость производительности насоса от давления при неизменной магистрали

$$Q = Q_n (H / H_n)^{0.5},$$

где  $Q_n$  — номинальная производительность насоса.

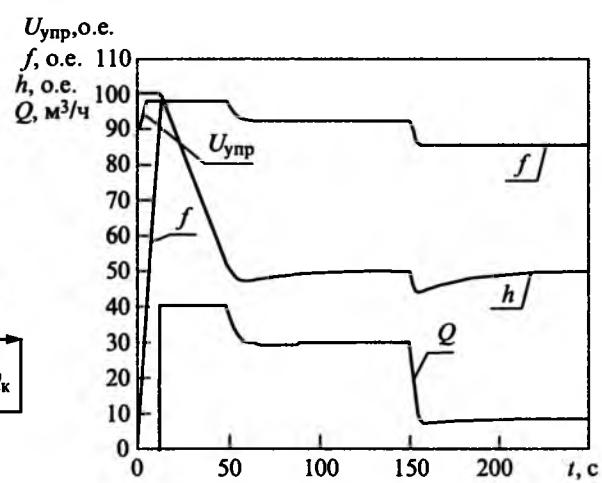


Рис.6. Переходные и установившиеся процессы в системе электропривода

Обратный клапан представлен диодной характеристикой. Если приток конденсата из сливной магистрали  $Q_k$ , то уровень конденсата в баке-накопителе

$$h = h_0 + k_b \int (Q - Q_k) dt.$$

На модели анализировались процессы установления переменных в системе при включении сливного насоса, когда начальный уровень конденсата в баке-накопителе 100%, и при гипотетическом мгновенном уменьшении притока конденсата с 30 до 10 м<sup>3</sup>/ч. Осциллограмма этих процессов приведена на рис.6, откуда следует, что при включении заданный уровень с точностью 5% достигается через 50 с, а динамическая ошибка в рабочем режиме меньше 5%.

Электропривод сливного насоса с разработанной системой управления эксплуатируется на ТЭЦ-25 г. Москвы. Исследования электропривода, проведенные в промышленных условиях, подтвердили адекватность математической модели, использованной при синтезе регулятора, и полную работоспособность системы управления электропривода, которая обеспечивает выполнение всех технологических требований.

#### Выводы

Имеющийся опыт разработки, производства и эксплуатации частотно-регулируемых электроприводов "КЭУ" показал практическую возмож-

ность построения систем управления частотно-регулируемых электроприводов на базе однокристальных 8-разрядных микроконтроллеров. Применение в этих системах микроконтроллеров типа SAF-C508 и аналогичных им по классу обеспечивает низкую стоимость, доступность технологий изготовления электроприводов и простоту отладки при достаточно высокой степени удовлетворения требований, предъявляемых к электроприводам общепромышленных механизмов.

*В статье использованы результаты исследований, проведенных при финансовой поддержке в форме гранта Министерства образования РФ.*

#### Список литературы

1. Кудрявцев А.В., Богаченко Д.Д., Ладыгин А.Н. и др. / Преобразователи частоты для регулируемого электропривода широкого применения // Изв. вузов. Электромеханика. 1994. № 7.
2. Кудрявцев А.В., Богаченко Д.Д., Ладыгин А.Н. и др. / Объектно-ориентированные преобразователи частоты для электроприводов насосов // Электротехника. 1995. № 7.
3. Microcomputer Components. C508. 8-bit CMOS Microcontroller. User's Manual / 06.99. Siemens.
4. Ремизевич Т.В. Микроконтроллеры для встраиваемых приложений: от общих подходов — к семействам HC05 и HC08 фирм Motorola. М.: ДОДЕКА. 2000.
5. Чайка Д.В. Особенности построения микропроцессорной системы управления на базе 8-битового микроконтроллера для частотно-регулируемого электропривода// Тр. МЭИ. 2001. Вып. 677. С. 93—100.

## Управление приводами солнечных батарей научно-энергетической платформы российского сегмента международной космической станции с использованием датчика момента магнитной муфты

БЕЛЕНЬКИЙ А.Д.

*Исследуется динамика привода солнечных батарей научно-энергетической платформы МКС. Предлагается способ управления приводом на базе датчика момента ограничительной магнитной муфты привода. Рассмотрены вопросы реализации датчика и оптимизации параметров системы.*

Для обеспечения устойчивости в "большом" приводов системы ориентации солнечных батарей (СБ) научно-энергетической платформы российского сегмента международной космической станции (МКС) в [1] было предложено использовать в контуре управления датчик момента магнитной муфты. Специфика поставленной задачи требует, чтобы датчик измерял момент магнитной муфты во всем диапазоне её углов скручивания от 0 до 360°. Такая постановка задачи исходит из допустимости "срыва" магнитной муфты как при штатных ситуациях, способных возникать при замене приводных агрегатов, стыковках МКС с транспортными кораблями, так и при нештатных

воздействиях со стороны космонавтов и манипуляторов при монтажных работах [2]. Как уже отмечалось [1], оптимизация массы привода требует встраивания магнитной муфты в кинематическую цепь редуктора, что создает для датчика момента специфические условия работы — в парах смазки. В сочетании с требованием по надежности и сроку службы (не менее 15 лет) это определило использование для построения датчика момента эффекта Холла. Датчик состоит из двух идентичных модулей, содержащих ротор и статор (рис.1.). Статоры модулей неподвижны относительно корпуса редуктора, а роторы соединены с ведущим и ведомым валами магнитной муфты.

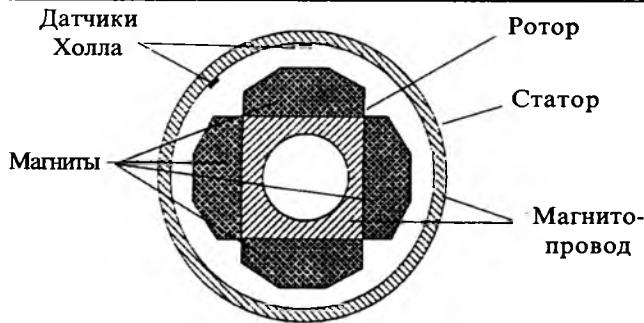


Рис.1.

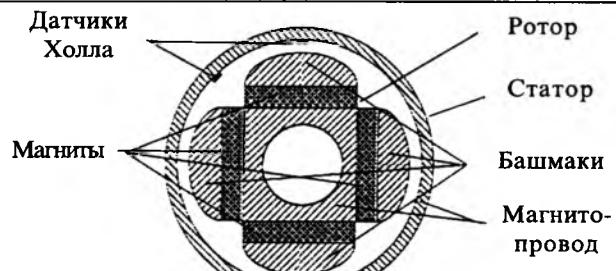


Рис.2.

Статор представляет собой кольцевой магнитопровод, на внутренней поверхности которого закреплены два датчика Холла, разнесённые на угол  $45^\circ$ . Ротор модуля образует четырёхполюсный магнитопровод, на его полюсах закреплены постоянные магниты. Направление намагниченности магнитов чередуется. Число полюсов совпадает с числом полюсов магнитной муфты. Параметры модуля выбраны таким образом, чтобы при повороте ротора относительно статора генерируемые датчиками Холла ЭДС были пропорциональны, соответственно, синусу и косинусу удвоенного угла поворота. При этом первый модуль выдает сигналы:

$$U_{11} = A \sin 2\gamma_1; \quad U_{12} = A \cos 2\gamma_1,$$

а второй:

$$U_{21} = A \sin 2\gamma_2; \quad U_{22} = A \cos 2\gamma_2,$$

где  $\gamma_1, \gamma_2$  — углы поворота ведущей и ведомой частей магнитной муфты.

Для получения сигнала момента магнитной муфты сигналы  $U_{ij}$  попарно перемножаются, складываются и нормируются

$$U_M = k(U_{11}U_{22} - U_{12}U_{21}) = M \sin 2(\gamma_1 - \gamma_2), \quad (1)$$

где  $M$  — момент опрокидывания;  $(\gamma_1 - \gamma_2)$  — угол скручивания магнитной муфты.

На практике помимо второй гармоники сигналы датчиков Холла содержат другие гармоники, искажающие показания датчика момента. Для повышения точности датчика его магнитная система была оптимизирована. Рассматривались два варианта исполнения полюсного наконечника: в виде прямоугольного магнита со срезанными углами (рис.1) и в виде прямоугольного магнита с башмаком из магнитомягкого материала в виде сегмента (рис.2).

В таблице приведен гармонический состав сигналов датчиков Холла для первого и второго исполнения магнитной системы датчика момента.

Второй вариант (с башмаками) даёт некоторое снижение уровней ЭДС Холла (приблизительно на 25%), в тоже время он более технологичен и, главное, позволяет получить большую точность

Номер гармоники	1	2	3	4	5
Первый вариант исполнения магнитной системы	ДХ1	0,041	1	0,038	0,302
	ДХ2	0,064	1	0,059	0,34
Второй вариант исполнения магнитной системы	ДХ1	0,020	1	0,018	0,002
	ДХ2	0,025	1	0,020	0,001

измерения момента. Для моделирования работы датчика были сняты экспериментальные сигналы датчиков Холла как функции полного угла поворота ротора.

Для измерения угла поворота использовался растровый оптический датчик угла с ценой деления  $7,5'$ , который управлял процессом записи сигнала аналого-цифрового преобразователя ЭДС Холла в память компьютера. Файл измерений, содержащий показания четырех датчиков Холла, обрабатывался по алгоритму (1), при этом угол скручивания моделировался путем циклического сдвига массива измерений первой пары датчиков Холла относительно второй. На рис.3 представлен результат моделирования работы датчика момента (по рис.2) для трех значений углов скручивания магнитной муфты  $s = 0, 5, 45^\circ$ . Как видно из рис.3 ошибка датчика не превышает 10% и не зависит от угла скручивания. Гармонический анализ ошибки датчика показывает, что наиболее существенный вклад дает четвертая гармоника угла скручивания магнитной муфты. Таким образом, математическая модель датчика момента может быть представлена в первом приближении выражением:

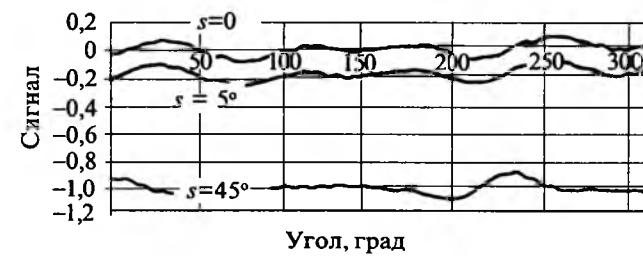


Рис.3.

$$U = M \{ \sin 2(\gamma_1 - \gamma_2) + 0,1 \sin(4\gamma_1 + \psi) \},$$

где  $\psi$  — случайная фаза ошибки.

Математическая модель привода СБ [1] (для  $\varphi = 280^\circ$ )

$$J_p \alpha'' = k_1 (\omega_T - \alpha') - k_2 M \{ \sin 140(\alpha - \beta) + 0,1 \sin 280\alpha \};$$

$$J_{СБ} \beta'' = M \sin 140(\alpha - \beta).$$

(здесь  $J_p, \alpha$  — момент инерции и угол поворота ротора двигателя, приведенные к выходному валу самотормозящегося редуктора;  $\omega_T$  — требуемая частота вращения;  $k_1$  — коэффициент обратной связи по частоте вращения;  $k_2$  — коэффициент обратной связи по моменту магнитной муфты;  $J_{СБ}, \beta$  — момент инерции и угол поворота СБ) позволяет оценить уровень  $\Delta\beta'$  неравномерности частоты вращения СБ и соответствующий ей возмущающий момент  $M_b$ , передаваемый на места крепления привода. Для этого линеаризуем уравнения модели относительно малых отклонений от порождающего решения:

$$\alpha = \omega_T + \Delta\alpha; \quad \beta = \omega_T + \Delta\beta.$$

Из полученной таким образом системы линейных уравнений легко получить оценки амплитуд колебаний частоты вращения и возмущающего момента

$$A(\Delta\beta') = \frac{0,1 M k_2}{\sqrt{k_1^2 \left[ 1 - \frac{560 J_{СБ} \omega_T^2}{M} \right]^2 + \left[ 280 \omega_T (k_2 J_{СБ} + J_p) - \frac{156800 I_{СБ} J_p \omega_T^3}{M} \right]^2}};$$

$$A(M_b) = 280 J_{СБ} \omega_T \Delta\beta'. \quad (2)$$

Из выражений (2) видно, что возмущение создаваемое приводом зависит от коэффициента обратной связи по моменту магнитной муфты  $k_2$  и с его увеличением может превысить уровень, при котором нарушаются условия микрографитации на МКС. Поэтому выбор коэффициента обратной связи по моменту магнитной муфты должен быть разумным компромиссом между степенью устойчивости привода и уровнем создаваемых им возмущений. Если достичь такого компромисса не удается, можно решить проблему путем использования двух коэффициентов, переключаемых по внешней команде. Меньший коэффициент используется в режимах слежения за Солнцем, а больший в режимах стыковки, при проведении монтажных работ и заменах приводных агрегатов.

Выбор коэффициентов обратной связи по моменту магнитной муфты в рамках линейной модели может быть первым, достаточно грубым приближением к оптимальным значениям. Это связано с тем, что дополнительным элементом приво-

да является асинхронный электродвигатель, электромагнитный момент которого регулируется токами фаз, что само по себе определяет существенную нелинейность регулятора. Отметим, что выбор асинхронного электродвигателя обоснован его надежностью, практически подтвержденной многолетней эксплуатацией на КС "Мир". Помимо электродвигателя, нелинейность привода обусловлена зоной нечувствительности и насыщением регулятора тока, сухим трением в кольцевом токосъемнике и подшипниках валов. Для учета всех этих факторов при выборе оптимальных коэффициентов обратной связи по моменту магнитной муфты использовалась математическая модель привода, включающая:

— уравнение вращательного движения СБ вокруг оси привода

$$J_{СБ} \beta'' = M_m + M_b + M_{т.в} \operatorname{sign} \beta';$$

— приведенную моментную характеристику магнитной муфты

$$M_m = M \sin 140(\alpha - \beta);$$

— сигнал датчика момента магнитной муфты

$$U_{dm} = M \{ \sin 140(\alpha - \beta) + 0,1 \sin 280\alpha \};$$

— сигнал управления электродвигателем

$$U = \omega_T - k U_{dm} - \alpha';$$

— моментную характеристику электродвигателя

$$M_d = \begin{cases} M_0 \operatorname{sign} U, & \text{если } |U| \geq U_0; \\ 0, & \text{если } |U| \leq U_1; \\ k_m (U - U_1)^2, & \text{если } U_0 \geq |U| \geq U_1; \end{cases}$$

— уравнение движения ротора электродвигателя, приведенное к выходному валу редуктора,

$$J_p \alpha'' = M_d - h M_m + M_{т.в} \operatorname{sign} \alpha'.$$

В качестве тестовых режимов при оптимизации параметров регулятора использовались:

— режим отработки циклограммы требуемой частоты вращения в виде трапеции;

— режим стабилизации частоты вращения СБ при воздействии на СБ прямоугольного импульса внешнего возмущающего момента.

При моделировании были приняты следующие значения параметров модели:

момент инерции СБ  $J_{СБ} = 400000 \text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}^2$ ; момент сухого трения на выходном валу привода  $M_{т.в} = 10 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ; приведенный момент опрокидывания магнитной муфты  $M = 200 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ; приведенный максимальный момент электродвигателя  $M_0 = 600 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ; зона насыщения регулятора тока  $U_0 = 0,02 \text{ %}$ ; зона нечувствительности регулятора тока  $U_1 = 0,0036 \text{ %}$ ; параметр моментной характеристики электродвигателя  $k_m = 10^6 \text{ Н}\cdot\text{м}/(\text{град}/\text{с})$ ; приведенный момент сухого трения на валу электродвигателя  $M_{tr} = 20 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ; КПД редуктора  $\eta = 0,5$ .

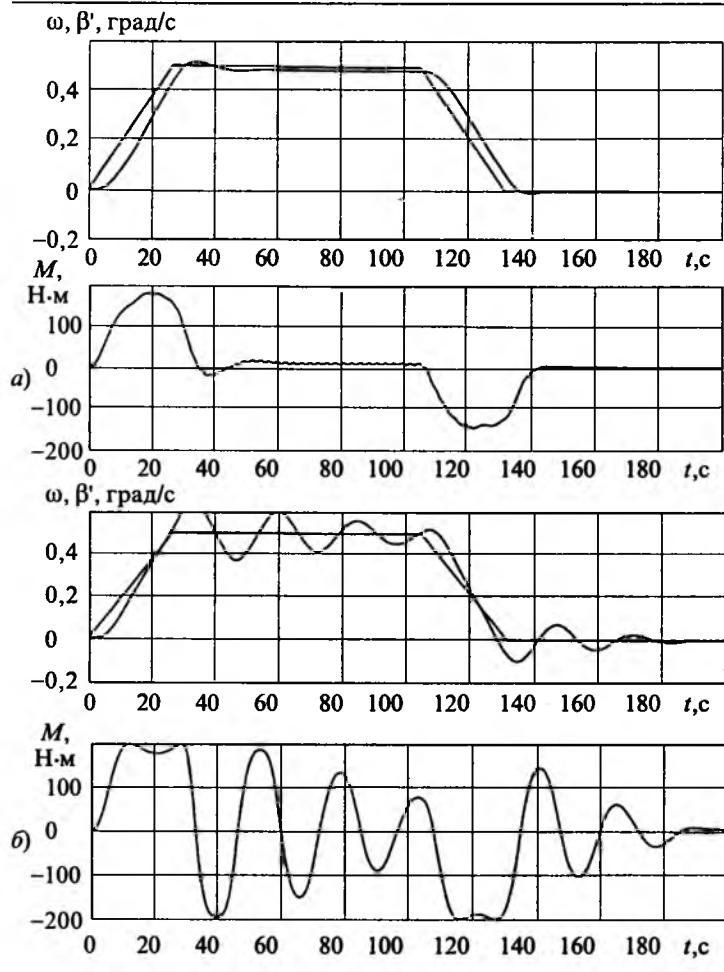


Рис.4.

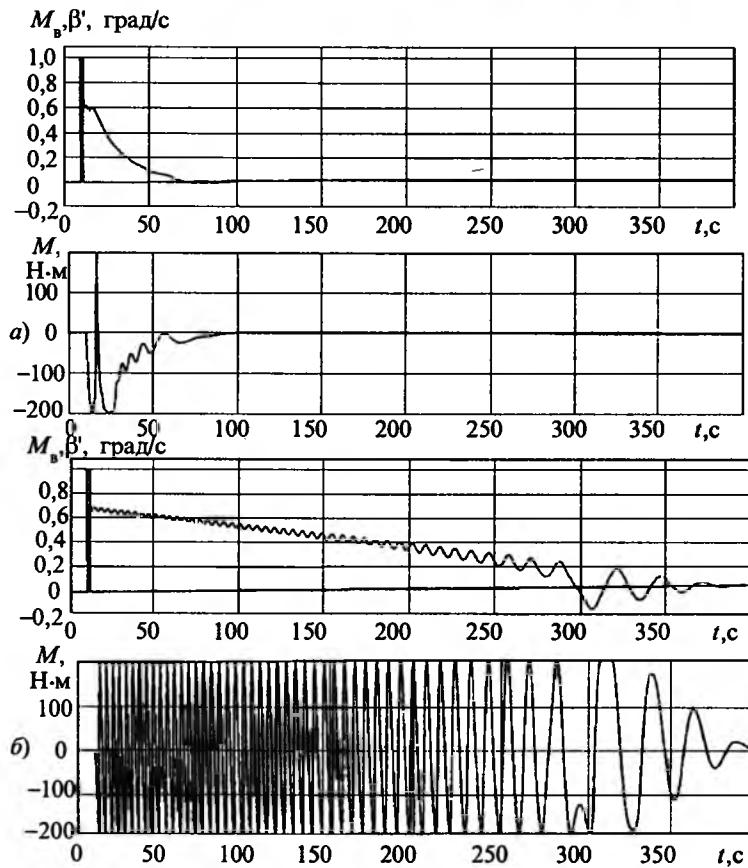


Рис.5.

Уровень максимальной частоты вращения корневого привода СБ определяется принятыми российской стороной на себя обязательствами по ограничению уровня кинетического момента, создаваемого системами российского сегмента МКС (SSP 41163C+), в частности компонента по оси вращения корневого привода  $K_z \leq 3900 \text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$ . При этом максимальное значение частоты вращения корневого привода  $\omega_t = K_z/J_{\text{СБ}}$ , что составляет 0,5%.

Параметры импульса внешнего возмущающего момента были приняты, исходя из расчетного воздействия аэродинамических сил от струй реактивных двигателей транспортных КК на СБ при их причаливании к МКС. Амплитуда импульса была принята равной 5000 Н·м, длительность 1 с.

Варьируемым параметром, являлся коэффициент обратной связи по сигналу датчика момента магнитной муфты  $k$ .

На графиках рис.4,а показан процесс отработки тестовой циклограммы требуемой частоты вращения при  $k=0,0005$  (град/с)/Н·м. Как видно из рис.4 статическая ошибка частоты слежения не превышает 3% установившейся частоты движения СБ, а возмущающий момент в установившемся режиме движения с постоянной частотой не превышает 2% приведенного момента опрокидывания магнитной муфты. Для сравнения результатов, процесс отработки тестовой циклограммы, при отключенной обратной связи по сигналу датчика момента, приведен на рис.4,б. Процесс имеет колебательный характер, а возмущающий момент в установившемся режиме в среднем достигает 50% приведенного момента опрокидывания магнитной муфты.

На рис.5,а показан процесс стабилизации частоты вращения СБ после воздействия импульса внешнего возмущающего момента.

Варьирование коэффициента усиления по сигналу датчика момента показало, что существует оптимальное значение коэффициента, при котором угол выбега СБ минимален. Оптимуму соответствует работа привода на грани срыва муфты; при больших коэффициентах усиления момент муфты недоиспользуется, а при меньших — падает эффективное значение момента муфты из-за её периодического срыва. Минимум достигается при  $k = 0,003$  (град/с)/Н·м. Процесс стабилизации в этом случае занимает около 50 с, а угол выбега СБ не превышает 15°. Это позволяет гарантировано избежать удара корневого привода об ограничитель-

ный упор при установке привода передстыковкой ТКК с МКС в заданное положение.

Как видно из графика на рис.5,6, при отключенной обратной связи по сигналу датчика момента, выбег может достигать 120°.

## Выводы

1. Полученные результаты показывают, что использование обратной связи по сигналу датчика момента магнитной муфты в контуре управления приводами системы ориентации СБ научно-энергетической платформы МКС позволяет удовлетворить противоречивым требованиям по качеству управления и уровню создаваемых паразитных моментов.

2. Датчик момента магнитной муфты с удовлетворительными для поставленной задачи характеристиками может быть реализован на эффекте Холла.

3. Коэффициент усиления обратной связи по сигналу датчика момента магнитной муфты дол-

жен переключаться при переходе системы из режима слежения за Солнцем в режим выполнения динамических операций на МКС (стыковки, монтажные работы и т.п.).

Автор благодарит Медушева С.В. за предоставленный экспериментальный материал.

## Список литературы

1. Беленький А.Д., Васильев В.Н. Управление приводами системы ориентации солнечных батарей научно-энергетической платформы международной космической станции // Электротехника. 1999. № 6. С. 6—11.

2. Мирошник О.М., Беленький А.Д. и др. Система ориентации солнечных батарей и центрального радиационного теплообменника международной космической станции // Тр. ВНИИЭМ. 2001. Т. 100. С. 104—114.

**Беленький Арон Давыдович** — начальник лаборатории НПП ВНИИЭМ. Окончил факультет прикладной математики МФТИ в 1969 г. Зашел кандидатскую диссертацию в 1986 г.

# Повышение коэффициента мощности электровоза переменного тока

САВОСЬКИН А.Н., доктор техн. наук, КУЛИНИЧ Ю.М., канд. техн. наук, (МИИТ),  
ГРИНБЕРГ Р.П., инж. (МЭИ ТУ)

Железные дороги России были и остаются главной транспортной артерией экономики. Основным транспортным средством страны является электрифицированный железнодорожный транспорт, энергозатраты которого составляют от 7 до 15% стоимости перевозок. МПС Российской Федерации разработало программу повышения эффективности работы железнодорожного транспорта. В рамках этой программы, в частности, предусмотрено оснащение парка железных дорог электровозами с улучшенными энергетическими показателями.

Однако в настоящее время для сети железных дорог переменного тока продолжается выпуск электровозов с зонно-фазовым регулированием напряжения. Преимуществами такого способа управления являются плавное регулирование напряжения на коллекторных тяговых двигателях постоянного тока, позволяющее более полно реализовать сцепные свойства локомотива, а также генерирование электровозом в питающую сеть при рекуперативном торможении до 13—15% потребляемой электроэнергии. Вместе с тем самым существенным недостатком этих электровозов является низкое значение коэффициента мощности, достигающее 0,84 в режиме тяги лишь в конце 4

зонах регулирования [1]. В режиме рекуперации значение этого коэффициента уменьшается до 0,3—0,7 [1,2], при этом амплитуды гармоник потребляемого тока составляют: третьей — 20%, пятой — 10%, седьмой — 7%, девятой и одиннадцатой — до 2—3% тока электровоза. В результате зачастую возникают трудности с реализацией функции рекуперативного торможения из-за искажений напряжения, обусловленных потребляемыми несинусоидальными токами. Последнее накладывает ограничения на минимально возможный угол управления, что ограничивает возможность регулирования напряжения в широком диапазоне.

Таким образом, задача состоит в том, чтобы повысить коэффициент мощности по первой гармонике и одновременно улучшить гармонический состав потребляемого тока.

Для оценки эффективности различных вариантов решения данной задачи будем пользоваться следующими показателями [3]:

1) коэффициент мощности

$$k_m = P/S,$$

где  $P$  — активная мощность;  $S$  — полная мощность;

2) коэффициент искажения формы кривых напряжения и тока

$$\nu_U = U_1/U; \nu_I = I_1/I,$$

где  $U_1$  и  $I_1$  – действующие значения первой гармоники несинусоидального напряжения и тока;

3) коэффициент гармоник напряжения

$$k_U = \sqrt{\sum_k^N U_k^2} / U_1,$$

где  $k = 3, 5, 7, \dots, N$  – номера гармоник напряжения;  $N$  – номер последней из учитываемых гармоник напряжения (в данной работе  $N = 40$ );  $U_k$  – действующее значение напряжения  $k$ -й гармоники;

4) косинус угла сдвига фаз  $\phi$  между первыми гармониками тока и напряжения ( $\cos\phi$ ).

Неактивную мощность при несинусоидальных токах и напряжениях можно рассматривать как сумму двух составляющих: реактивной мощности первой гармоники и мощности высших гармоник [4]. Таким образом, поставленная задача повышения коэффициента мощности  $k_m$  может быть решена путем уменьшения первой составляющей, т.е. повышения  $\cos\phi$  и уменьшения второй составляющей, т.е. увеличение  $\nu_U$  и  $\nu_I$  (снижение  $k_U$ ).

Традиционным способом, позволяющим компенсировать реактивную мощность в системах электроснабжения и уменьшить коэффициент гармоник напряжения и тока без изменения силового преобразователя, является подключение пассивного нерегулируемого  $LC$ -компенсатора реактивной мощности (КРМ) [1,4]. Компенсатор обеспечивает повышение коэффициента мощности  $k_m$  за счет улучшения формы потребляемого электровозом тока и сокращения отставания по фазе первой гармоники тока. Достоинством этого технического решения является низкая стоимость компенсатора.

На рис.1 представлена схема подключения КРМ на электровозе к вторичной обмотке силового трансформатора.

В [1] представлен вариант использования КРМ на электровозе ВЛ85-023. На основании проведенных экспериментальных исследований авторы [1] пришли к выводу о том, что наилучшим с точки зрения максимальной компенсации реактивной мощности первой гармоники при минимуме мас-согабаритных и стоимостных показателей является однозвездный КРМ, настроенный на резонансную частоту 135 Гц и состоящий из конденсаторов общей емкости 1475 мкФ. При этих условиях среднее значение коэффициента мощности составляет 0,92. Использование компенсатора реактивной мощности позволяет также, что немаловажно, уменьшить минимально возможный угол управления преобразователей электровоза с 24 до 19°, что в свою очередь вызывает увеличение его коэффициента мощности, а также выпрямленного напряжения.

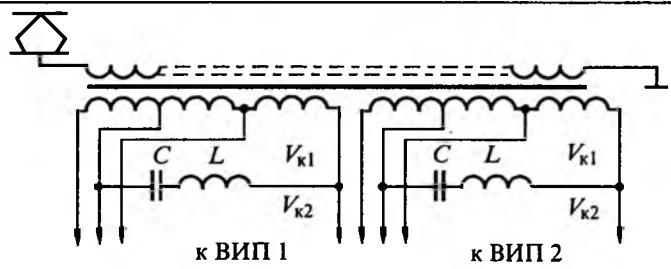


Рис.1. Схема подключения нерегулируемого КРМ

В тоже время, использование на электровозе нерегулируемого компенсатора реактивной мощности приводит к значительному увеличению коэффициента мощности в рабочем диапазоне регулирования и к перекомпенсации при малых токах нагрузки. Поэтому работа КРМ в системе электроснабжения электровоза является эффективной лишь в определенном диапазоне токовых нагрузок и не является таковой при других условиях. Кроме этого, пассивный компенсатор не обеспечивает достаточную компенсацию высших гармонических составляющих входного тока электровоза.

Для проверки сказанного в системе схемотехнического моделирования DesignLab 8.0 была смоделирована система электроснабжения электровоза [3], включающая в себя: контактную сеть, трансформатор и преобразователь и тяговые двигатели. Результаты сравнительного анализа работы электровоза со штатной схемой и с включенным КРМ в режимах тяги и рекуперации представлены на рис.2.

Значения неуправляемого по фазе угла  $\alpha_0$  и угла запаса выпрямительно-инверторного преобразователя (ВИП) электровоза  $\delta$  приобретены их типовым значениям:  $\alpha_0 = 9 \pm 2^\circ$ ,  $\delta = 15 \pm 22^\circ$ . Из рис.2 следует, что наибольшие искажения сетевого тока электровоза  $i_1$  связаны с процессами сетевой (угол  $\gamma' + \gamma$  на рис.2, a–e и угол  $\gamma$  на рис.2, g–e) и фазной (угол  $\gamma_p$ ) коммутаций. Так, после подачи управляющего импульса  $\alpha_0(\beta)$ , за время  $\gamma' + \gamma$  ( $\gamma$ ) происходит изменение знака тока  $i_1$ , а после подачи регулируемых по фазе импульсов  $\alpha_p$  – изменение тока  $i_1$ , причем в режиме тяги осуществляется его увеличение и уменьшение  $i_1$  в режиме рекуперации.

В первом из этих случаев выпрямленное напряжение  $u_d$  (интервал  $\gamma$ ) и напряжение инвертора  $u_i$  на интервале  $\gamma$  близко к нулю и определяется падением напряжения на открытых тиристорах ВИП, во втором случае в кривых  $u_d$  ( $u_i$ ) наблюдается некоторое снижение напряжения, вызванное этими процессами. Эти же искажения характерны и для кривой напряжения  $u_1$  на токоприемнике электровоза, приводящие к искажению его синусоидальной формы.

Из рис.2, б и д следует, что применение пассивного фильтра вызывает смещение по фазе кривой

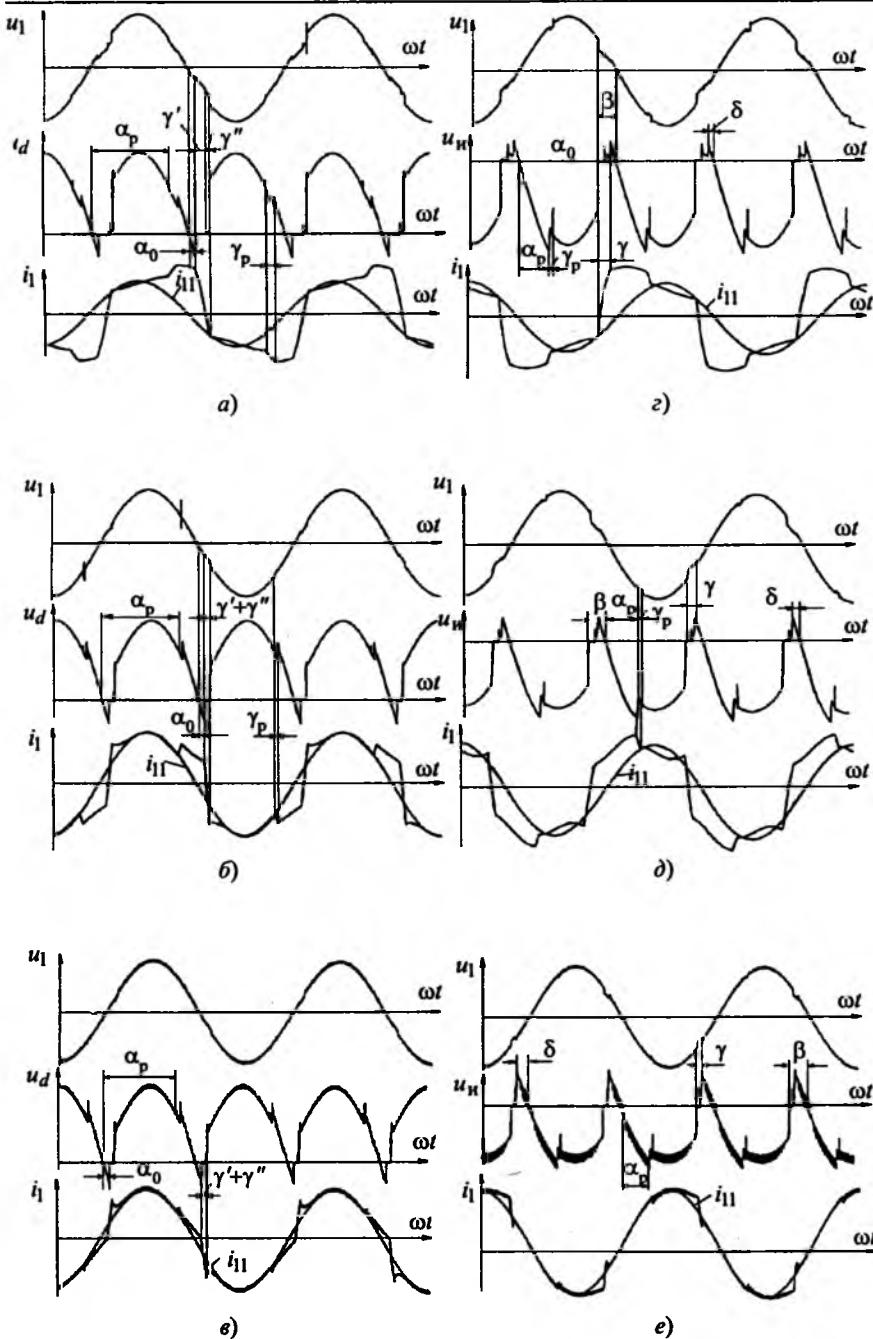


Рис.2. Диаграммы токов и напряжений электровоза ВЛ85 в режимах тяги (a–e) и рекуперации (g–e) при типовой схеме (a и г), при включении пассивного (б и д) и гибридного (в и е) фильтров

потребляемого электровозом тока  $i_1$  и приближение его к желаемой форме синусоидального тока  $i_{11}$ . Расчеты на модели показали, что применение пассивного фильтра увеличивает коэффициент мощности электровоза с 0,8 до 0,92 в режиме тяги и с 0,65 до 0,8 в режиме рекуперации, что соответствует экспериментальным данным [1]. Из сравнения графиков рис.2 следует также, что применение пассивного фильтра сокращает интервал селевой коммутации, что также отмечено при испытаниях электровоза ВЛ85 [1]. Анализ гармонического состава тока электровоза для режимов тяги

и рекуперации показал, что эффект от применения пассивного фильтра связан с уменьшением действующего значения тока третьей гармоники в 1,73 раза для режима тяги и в 1,94 – в режиме рекуперации. Отмечается также некоторое снижение действующих значений высших ( $n > 3$ ) гармонических составляющих тока в том и другом режимах работы электровоза, однако для этих частот такой эффект выражен значительно слабее.

Из анализа спектра амплитуд высших ( $n \geq 3$ ) гармоник напряжения на токоприемнике электровоза также следует, что применение пассивного фильтра способствует некоторому улучшению формы кривой напряжения за счет снижения в его составе высших гармонических составляющих напряжения (снижение  $k_U$ ).

Для дальнейшего повышения  $k_M$  представляется целесообразным применение гибридного компенсатора, в котором пассивная  $LC$ -часть дополнена активным фильтром, выполненным на базе четырехквадрантного ( $4qS$ ) преобразователя и подключаемым к одной из вторичных обмоток трансформатора электровоза [4–6]. Преобразователь может работать как в режимах выпрямления, так и в режимах инвертирования, что достигается за счет использования полностью управляемых ключевых элементов [4–6]. Таким образом,  $LC$ -компенсатор увеличивает  $\cos \phi$ , и частично компенсирует одну из высших гармоник входного тока, полная

же компенсация высших гармоник осуществляется с помощью активного фильтра. Основным недостатком активного фильтра при высоком качестве фильтрации является то, что его установленная мощность должна быть соизмерима с мощностью нагрузки, а это отрицательно влияет на стоимость активного фильтра. В данном случае, за счет комбинации пассивной и активной частей стоимость всей установки значительно снижается по сравнению с возможным вариантом использования только активного фильтра.

Пассивная часть гибридного фильтра является

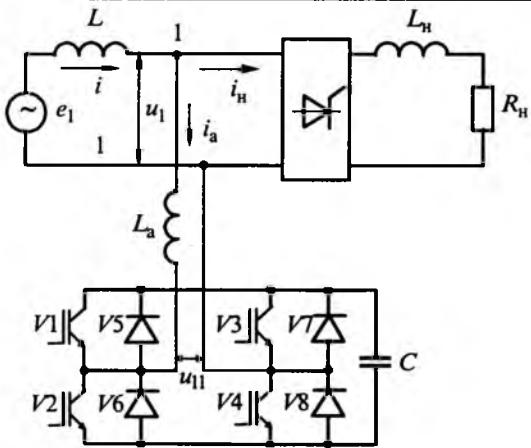


Рис.3. Базовая схема подключения активного фильтра

нерегулируемой, поэтому управление гибридным фильтром сводится к определению принципов управления ключевыми элементами  $4qS$ -преобразователя активного фильтра.

Рассмотрим базовую схему подключения активного фильтра (параллельное включение) (рис.3), предназначенного для формирования синусоидального по форме входного тока управляемого выпрямителя  $i_1$ , совпадающего по фазе с питающим напряжением. При выполнении этих условий значение  $k_m$  равно единице, что обеспечивает наилучшие энергетические показатели потребителя. Активная часть гибридного фильтра обеспечивает формирование на своем выходе тока  $i_a$ , компенсирующего отклонение формы тока нагрузки  $i_h$  от желаемой синусоидальной формы  $i^*$ .

Амплитудное значение тока сети при наличии активного фильтра определяется активной мощностью  $P_h$ , потребляемой нагрузкой, т.е. при полной компенсации реактивной мощности из сети потребляется синусоидальный ток с амплитудой  $I_m$ , совпадающей по фазе с питающим напряжением. Значения высших гармонических составляющих в токе  $i_a$ , вызванных работой  $4qS$ -преобразователя, определяется параметром индуктивности  $L_a$ , играющей роль согласующего элемента. Для уменьшения пульсаций входного тока, вызванных переключениями в схеме  $4qS$ -преобразователя, можно повысить частоту переключений его транзисторов. Современные силовые IGBT транзисторы могут коммутировать токи на высоких частотах, что обеспечивает компенсацию гармоник тока нагрузки в широком диапазоне [6].

Таким образом, в структуре системы управления активным фильтром необходимо сформировать сигнал, обеспечивающий желаемую форму кривой тока сети.

Традиционно для управления активными фильтрами используют два метода: метод дельта-мо-

дуляции (релейное или гистерезисное управление) или широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [3,5-7].

Первый метод отличает постоянная амплитуда высокочастотных колебаний, накладываемых на «гладкие» составляющие токов компенсатора и сетевого тока электровоза. Отклонение от заданного значения тока компенсатора не превышает  $\pm\delta$ , в токе присутствуют гармоники, имеющие широкий спектр частот. Однако в данном случае использовать метод дельта-модуляции нецелесообразно, поскольку при этом происходит генерирование ряда гармоник, вызывающих ложные срабатывания устройств автоматики, что недопустимо в эксплуатации железных дорог [3]. Широкий спектр гармоник тока, имеющий место при дельта-модуляции, также приводит к увеличению помех в линиях связи, расположенных вблизи железных дорог.

В отличие от дельта-модуляции ШИМ характеризуется постоянством частоты коммутации ключей преобразователя. Фиксированная частота гармоники, определяемая частотой развертки генератора ШИМ, позволяет использовать «легкий» резонансный  $LC$ -фильтр для ее сглаживания, что является наиболее предпочтительным для применения на электроподвижном составе. В отличие от дельта-модуляции ШИМ исключает генерирование электровозом гармоник, вызывающих ложные срабатывания устройств автоматики, в частности гармоники тока частотой 100 Гц. Кроме того, гармоники тока с фиксированной частотой легче фильтровать в цепях связи.

Таким образом, можно считать целесообразным применение метода ШИМ модуляции для управления активным фильтром.

Рассмотрим структуру системы управления активным фильтром (рис.4). С помощью первого элемента сравнения ЭС1 происходит сравнение заданного тока  $i^*$  и фактического тока электровоза  $i_1$ . Разность токов  $i_{a3} = i^* - i_1$  должна компенсироваться активным фильтром. Сравнение заданного  $i_{a3}$  и текущего значений тока активного фильтра  $i_a/k$  ( $k$  – коэффициент трансформации) происходит во втором элементе сравнения ЭС2. Выходной сигнал ЭС2 подается на ПИД-регулятор, который формирует управляющее воздействие  $u$ , пропорциональное входному сигналу  $x$ , интегралу и производной от этого сигнала.

ПИ-составляющая обеспечивает изодромное регулирование и нулевые установившиеся ошибки по положению (по значению тока  $i_{a3}$ ). Д-составляющая введена для того, чтобы скомпенсировать быстрые отклонения тока  $i_a/k$  от заданного значения, возникающие на интервалах сетевой коммутации.

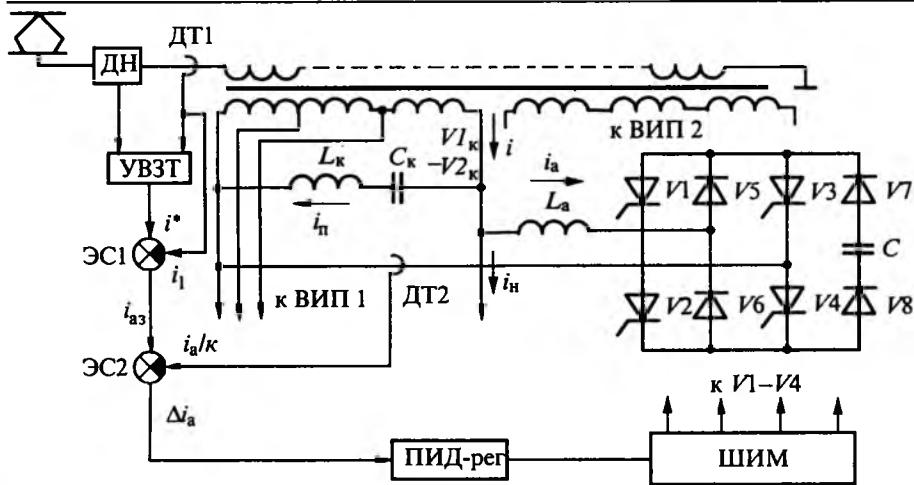


Рис.4. Схема управления гибридным фильтром электровоза

Для определения эффективности процедуры дифференцирования сигнала тока  $i_1$  выполнено моделирование активного фильтра [3]. При этом в качестве основного закона регулирования использован ПИ-закон. Моделирование Д-составляющей регулятора в первом приближении реализовано в виде генератора дополнительных импульсов, накладываемых на выходной сигнал ПИ-регулятора. Результат дифференцирования сигнала тока  $i_1$  для простоты восприятия процесса представлен в форме прямоугольного импульса, длительность которого соответствует продолжительности сетевой коммутации. Ограничимся тем, что в качестве критерия выбора амплитуды импульса принимается наилучшее приближение на интервалах коммутации тока электровоза  $i_1$  к его желаемой синусоидальной форме  $i_{11}$  (рис.5).

Результаты моделирования дифференцирующего звена регулятора приведены на рис.5.

Эффект от введения Д-составляющей регулятора определим путем сравнения формы сетевого тока электровоза  $i_1$  на интервалах двух последующих коммутаций. На одной из них, показанной в виде фрагмента I на рис.5, в работе оставалась только ПИ-часть регулятора, во время следующей коммутации дополнительно подавался прямоугольный импульс напряжения  $u$ , показанный на рис.5. Сравнение кривых тока на этих интервалах показало, что введение Д-составляющей регулято-

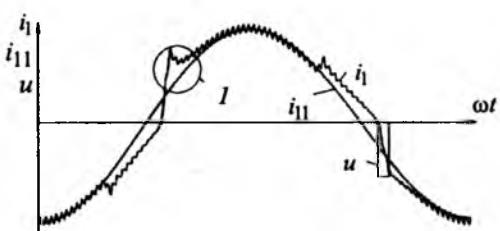
ра приводит к значительному улучшению формы кривой тока  $i_1$ , которая становится более гладкой и не вызывает в этой связи появление высших гармоник тока в спектре входного тока электровоза. Таким образом, полученные результаты расчета свидетельствуют о целесообразности введения в контур управления гибридным фильтром дифференцирующей составляющей, которая способствует улучшению формы потребляемого тока и повышению за счет этого

показателей качества потребляемой электровозом энергии.

На основе ранее использованной модели системы электроснабжения электровоза было проведено моделирование работы электровоза с включенным гибридным фильтром (рис.2). Полученные кривые токов  $i_1$  в режимах тяги (рис.2,б) и рекуперации (рис.2,е) свидетельствуют о еще большем, по сравнению с пассивным КРМ, приближении тока  $i_1$  к его желаемой синусоидальной форме  $i_{11}$ . Это подтверждает также и расчет коэффициента  $k_U$ . Как следует из рис.2,в,е, кривая тока  $i_1$  практически совпадает по фазе с показанной на рис.2,в и е желаемой формой тока  $i_{11}$ , наибольшие отличия между названными кривыми относятся к интервалам фазной коммутации, происходящей за время  $\gamma' + \gamma''$  в режиме тяги и за  $\gamma$  – в режиме рекуперации. Вместе с тем, отличительной особенностью всех кривых, показанных на рис.2,в и е, является наличие в их форме пульсаций напряжения и тока, вызванных работой активной части гибридного фильтра.

При неудачном выборе параметров согласующей индуктивности  $L_a$  и/или частоты пилообразного напряжения пульсации тока  $i_1$  могут привести к уменьшению коэффициента мощности за счет снижения коэффициента  $v$ , характеризующего степень искажения синусоидальности потребляемого электровозом тока. Расчеты показали, что при выбранных параметрах индуктивности  $L_a = 0,2$  мГн и тактовой частоте пилообразного напряжения  $f_{ГПН} = 2050$  Гц применение гибридного фильтра увеличивает значение коэффициента мощности с 0,8 до 0,996 в режиме тяги и с 0,65 до 0,985 в рекуперативном режиме.

Из анализа гармонического состава тока электровоза для режимов тяги и рекуперации следует, что применение гибридного фильтра вызывает уменьшение гармонических составляющих тока

Рис.5. Диаграммы, поясняющие процедуру дифференцирования тока  $i_1$

во всем диапазоне частот. Вместе с тем, включение фильтра вызывает появление двух высокочастотных гармоник тока и напряжения с частотами 4050 и 4150 Гц. Такое явление теоретически обосновано в [3] и показано, что при ШИМ модуляции наряду с основной гармоникой в спектре содержатся дополнительные гармоники с частотами, определяемыми соотношением:  $f_r = 2f_{\text{ГПН}} \pm f_m$  ( $f_m$  – частота модулирующего сигнала). Расчет согласно этому выражению для  $f_m = 50$  Гц соответствует полученным при моделировании значениям частот.

Анализ спектра амплитуд высших ( $n > 3$ ) гармоник напряжения на токоприемнике электровоза свидетельствует о том, что применение гибридного фильтра способствует улучшению формы кривой напряжения за счет существенного уменьшения значений высших гармонических составляющих напряжения.

Таким образом, полученные значения коэффициентов, характеризующих работу электровоза с обычной схемой и включенным гибридным фильтром, свидетельствуют об улучшении энергетических показателей работы электровоза переменного тока и о целесообразности применения гибридного фильтра для повышения коэффициента мощности электровоза переменного тока.

Рассмотренное в настоящей статье техническое решение является одним из возможных вариантов

эффективного использования гибридных фильтров для повышения коэффициента мощности и уменьшения искажений тока и напряжения в питающей сети. Поэтому дальнейшие исследования в этом направлении будут направлены на более детальный сравнительный технико-экономический анализ различных схемотехнических решений гибридных фильтров.

#### Список литературы

1. Широченко Н.Н., Татарников В.А., Бибинеишвили З.Г. Улучшение энергетики электровозов переменного тока//Железнодорожный транспорт. 1988. № 7. С. 33–37.
2. Лещев А.И., Москалев Б.А. Электромагнитная совместимость электровозов с системой тягового электроснабжения//Сб. тр. 2 Международного симпозиума. М.: МИИТ. С. 136–137.
3. Кулинич Ю.М. Адаптивная система автоматического управления гибридного компенсатора реактивной мощности электровоза с плавным регулированием напряжения. Хабаровск, 2001.
4. Электрические и электронные аппараты: Учебник для вузов/ Под ред. Ю. К. Розанова. М.: Информэлектро, 2001.
5. Лабунцов В.А., Чжан Дайжун. Однофазные полупроводниковые компенсаторы пассивной составляющей мгновенной мощности//Электричество. 1991. № 12. С.20–32.
6. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. Современные методы регулирования качества электроэнергии средствами силовой электроники// Электротехника. 1999. № 4. С.36–38.
7. Литовченко В.В. 4qS-четырехквадрантный преобразователь электровозов переменного тока//Изв. вузов. Электромеханика. 2000. № 3. С. 64–73.

## Энергетические процессы и показатели вентильного преобразователя в сети ограниченной мощности<sup>1</sup>

СИДОРОВ С.Н.

*Дан анализ энергетического взаимодействия вентильного преобразователя с питающей сетью в несинусоидальном режиме на основе рассмотрения полного баланса гармонических составляющих активной мощности сетевого входа и нагрузки с учетом процесса частотного преобразования энергии, происходящего в так называемом собственно вентильном преобразователе. Представленная трактовка энергетических процессов позволяет оценить влияние искажений сетевого напряжения на коэффициент мощности и КПД сетевого преобразователя.*

Несинусоидальные искажения напряжения, которые можно наблюдать на входе вентильного преобразователя (ВП) в сети ограниченной мощности, снижают энергетическую эффективность преобразователя [1,2], для оценки которой в настоящее время нет физически обоснованной методики. Существующие подходы часто основываются на раздельном рассмотрении уравнений энергетического баланса для входной и выходной цепей пре-

образователя. Данные уравнения не образуют совместной системы, так как содержат мощностные составляющие разных частот, что затрудняет оценку энергетических показателей. Не выясненной остается роль мощности высших гармоник в том соотношении потребляемой и полезно затраченной активной мощности, которое устанавливается в несинусоидальном режиме между первичным источником, сетью, преобразователем и его нагрузкой. Для получения картины полного баланса мощностей входа-выхода ВП указанную

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

систему уравнений предлагаются дополнить соотношениями, отражающими процесс частотного преобразования энергии непосредственно в средней части структуры преобразователя, получившей название собственно вентильный преобразователь. С этой целью воспользуемся представлением электрического вентиля в виде последовательного соединения идеального ключа – собственно вентильного элемента (СВЭ) с резистором, отражающим внутренние потери мощности в данном приборе [3].

### Энергетическая модель вентильной цепи с источником ограниченной мощности

Будем исходить из той формы мгновенных напряжений, которые наблюдаются в однополупериодной цепи в выпрямительном и инверторном режимах, когда напряжение на аноде СВЭ  $u_a(\omega t)$  и остальной части цепи  $u_{c,h}(\omega t)$ , включая сопротивление сети  $R_c$ , нагрузки  $R_h$  и внутреннее сопротивление вентиля  $R_a$  (рис.1), можно представить

$$u_a(\omega t) = \begin{cases} 0 & \text{при } \omega t = \alpha + \alpha + \lambda; \\ U_m \sin \omega t + E & \text{при } \omega t = \alpha + \lambda + 2\pi + \alpha; \end{cases} \quad (1)$$

$$u_{c,h}(\omega t) = \begin{cases} U_m \sin \omega t & \text{при } \omega t = \alpha + \alpha + \lambda; \\ \mp E & \text{при } \omega t = \alpha + \lambda + 2\pi + \alpha, \end{cases} \quad (2)$$

где  $\alpha$  – угол управления, отсчитываемый от начала положительной полуволны сетевой ЭДС;  $\lambda$  – длительность проводящего состояния вентиля.

Полагаем, что в (1), (2) верхние знаки соответствуют выпрямительному режиму работы при  $\alpha < \alpha_{rp}$ , а нижние знаки – инверторному режиму при  $\alpha > \alpha_{rp}$ , где  $\alpha_{rp} \approx 90^\circ$  – граничное значение угла управления. Осуществляя разложение каждого из этих напряжений в тригонометрический ряд

$$u_a(\omega t, k) = a_{a0} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_{ak} \cos k\omega t + b_{ak} \sin k\omega t);$$

$$u_{c,h}(\omega t, k) = a_{h0} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_{hk} \cos k\omega t + b_{hk} \sin k\omega t),$$

можно заметить закономерные соотношения между коэффициентами Фурье, сохраняющиеся при любых возможных значениях переменных  $\alpha$ ,  $\lambda$ . Полученные в системе относительных единиц с базовым значением  $U_m$  и началом отсчета временной координаты  $t = 0$ , совпадающим с моментом перехода ЭДС сети через нулевое значение, соотношения имеют вид

$$\begin{aligned} a_{a0} &= -a_{h0}; & a_{a1} &= -a_{h1}; \\ b_{a1} &= 1 - b_{h1}; & a_{ak} &= -a_{hk}; & b_{ak} &= -b_{hk}. \end{aligned} \quad (3)$$

Данные тождества отражают не зависящую от формы тока и закона регулирования угла  $\alpha$  взаимосвязь падений напряжения на аноде СВЭ и ос-

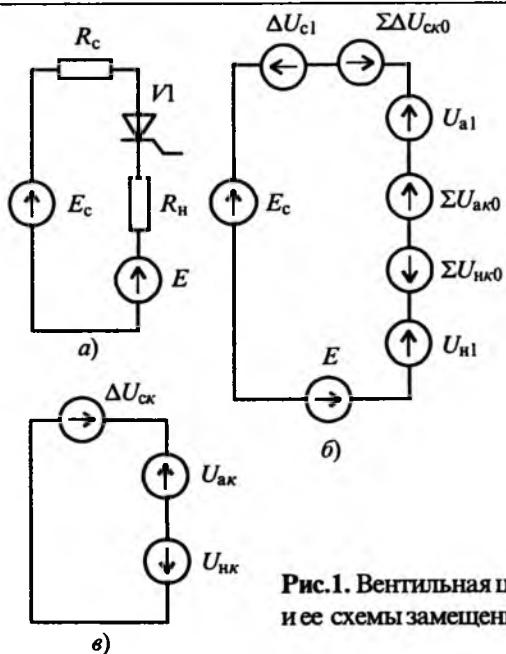


Рис.1. Вентильная цепь (a) и ее схемы замещения (б,в)

тальной части цепи, которая проявляется в том, что каждая пара одноименных гармоник в их составе, частоты которых не совпадают с частотой первичного источника, при равенстве амплитуд находятся в противофазе, в то время как основные составляющие дополняют друг друга до ЭДС первичного источника. Свойство дополняемости несинусоидальных напряжений можно проиллюстрировать на эквивалентной схеме замещения однополупериодной цепи рис.1,б, составленной на основании известной теоремы компенсации. Согласно этой схеме, все элементы заменены источниками ЭДС основной частоты  $U_{a1}$ ,  $U_{h1}$ ,  $U_{c1}$  и частоты высших, в том числе нулевой, гармоник  $U_{ak0}$ ,  $U_{hk0}$ ,  $U_{ck0}$  с учетом знака, имеющегося у той или иной составляющей тригонометрического ряда. Исключая первичные источники ЭДС, также, как источники основной частоты  $U_{a1}$ ,  $U_{h1}$ , получим эквивалентную схему цепи для гармонических составляющих кратности  $k = 2, 3, \dots$  (рис.1,в). Видно, что напряжение каждой  $k$ -й гармоники вентильного элемента  $U_{ak}$  уравновешивается суммарным падением напряжения на сопротивлении сети  $U_{ck}$  и нагрузки  $U_{hk}$ , включая внутреннее сопротивление самого вентиля, указывая, что СВЭ по отношению к этим объектам находится в роли вторичного источника напряжения  $k$ -й частоты. С учетом последовательности цепи аналогичный вывод можно сделать и в отношении гармонических составляющих мгновенной мощности, а после усреднения и в отношении составляющих активной мощности. Подтверждение можно найти из уравнения энергетического баланса, для получения которого запишем напряжения:

– на собственно вентильном элементе

$$u_b(\omega t, k) = u_a(\omega t, k); \quad (4)$$

— в цепи нагрузки, включая внутреннее сопротивление вентиля,

$$u_{\text{н}}(\omega t, k, j) = u_{\text{с.н.}}(\omega t, k) - i_{\text{н}}(\omega t, j)R_{\text{с}} - \frac{di_{\text{н}}(\omega t, j)}{d\omega t}X_{\text{с}}; \quad (5)$$

— на сетевых зажимах вентильной цепи

$$u_{\text{с}}(\omega t, j) = \sin \omega t - i_{\text{с}}(\omega t, j)R_{\text{с}} - \frac{di_{\text{с}}(\omega t, j)}{d\omega t}X_{\text{с}}, \quad (6)$$

а затем перемножением рядов тока и напряжений получим выражения мгновенных мощностей называемых частей схемы:

$$\begin{aligned} s_{\text{в}}(\omega t, k, j) &= u_{\text{в}}(\omega t, k)i_{\text{в}}(\omega t, j); \\ s_{\text{н}}(\omega t, k, j) &= u_{\text{н}}(\omega t, k, j)i_{\text{н}}(\omega t, j); \\ s_{\text{с}}(\omega t, j) &= u_{\text{с}}(\omega t, j)i_{\text{с}}(\omega t, j), \end{aligned} \quad (7)$$

где условия однополупериодной схемы позволяют записать  $i_{\text{н}}(\omega t, j) = i_{\text{с}}(\omega t, j) = i_{\text{в}}(\omega t, j)$ .

При нахождении интегральных значений активной мощности в составе (7) учитываются слагаемые, образованные произведением составляющих тока и напряжения одинаковой частоты кратности  $j = k$ . После интегрирования (7) и усреднения результата за период получаем уравнение баланса для полных значений активной мощности сетевого входа и указанной нагрузки:  $P_{\text{с}} = P_{\text{н}} + P_{\text{в}}$  при  $P_{\text{в}} = 0$ . Баланс для каждой  $k$ -й гармонической составляющей активной мощности сходится, если будет дополнен слагаемыми, отражающими процесс частотного преобразования энергии в СВЭ

$$P_{\text{с}}(k) = P_{\text{н}}(k) + P_{\text{в}}(k). \quad (8)$$

Здесь

$$P_{\text{в}} = \frac{c_{il}c_{al}}{2} \cos \Delta\varphi_{al} + a_{i0}a_{a0} + \sum_{k=2,3,\dots}^{\infty} \frac{c_{ik}c_{ak}}{2} \cos \Delta\varphi_{ak} = 0; \quad (9)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{н}} &= \frac{c_{il}c_{hl}}{2} \cos \Delta\varphi_{hl} + a_{i0}a_{h0} + \\ &+ \sum_{k=2}^{\infty} \frac{c_{ik}c_{hk}}{2} \cos \Delta\varphi_{hk} - e_r \left( \frac{c_{il}^2}{2} + a_{i0}^2 + \sum_{k=2}^{\infty} \frac{c_{ik}^2}{2} \right); \end{aligned} \quad (10)$$

$$P_{\text{с}} = \frac{c_{il}}{2} \cos \Delta\varphi_{il} - e_r \left( \frac{c_{il}^2}{2} + a_{i0}^2 + \sum_{k=2}^{\infty} \frac{c_{ik}^2}{2} \right), \quad (11)$$

где  $c_{il} = (a_{il} + b_{il})^{1/2}$ ;  $c_{al} = (a_{al} + b_{al})^{1/2}$ ;  $c_{hl} = (a_{hl} + b_{hl})^{1/2}$  — амплитудные значения первой гармоники тока, напряжения на СВЭ и напряжения указанной нагрузки, соответственно;

$c_{ik} = (a_{ik} + b_{ik})^{1/2}$ ;  $c_{ak} = (a_{ak} + b_{ak})^{1/2}$ ;  $c_{hk} = (a_{hk} + b_{hk})^{1/2}$  — амплитудные значения  $k = 2, 3, \dots$  гармоники тока, напряжения СВЭ и напряжения указанной нагрузки, соответственно;

$$\varphi_{il} = \arctg(a_{il}/b_{il}); \quad \varphi_{al} = \arctg(a_{al}/b_{al}); \quad \varphi_{hl} = \arctg(a_{hl}/b_{hl}) -$$

начальная фаза первой гармоники тока, напряжения СВЭ и напряжения указанной нагрузки, соответственно;

$\Delta\varphi_{al} = \varphi_{il} - \varphi_{al}$ ;  $\Delta\varphi_{hl} = \varphi_{il} - \varphi_{hl}$  — фазовый сдвиг первой гармоники тока относительно первой гармоники напряжения на СВЭ и первой гармоники напряжения указанной нагрузки, соответственно;  $\varphi_{ik} = \arctg(a_{ik}/b_{ik})$ ;  $\varphi_{ak} = \arctg(a_{ak}/b_{ak})$ ;  $\varphi_{hk} = \arctg(a_{hk}/b_{hk})$  — начальная фаза  $k = 2, 3, \dots$  гармоники тока, напряжения на СВЭ и напряжения указанной нагрузки, соответственно;  $\Delta\varphi_{ak} = \varphi_{ik} - \varphi_{ak}$ ;  $\Delta\varphi_{hk} = \varphi_{ik} - \varphi_{hk}$  — фазовый сдвиг  $k = 2, 3, \dots$  гармоники тока относительно одноименной гармоники напряжения на СВЭ и напряжения указанной нагрузки, соответственно;  $e_r = R_{\text{с}} / R_{\text{с}} + R_{\text{н}} + R_{\text{а}}$  — параметр относительного активного сопротивления сети.

Процесс частотного преобразования, которому подвергается мощность первичного источника вентильной цепи, полностью отражен в уравнении (9). Анализ показывает, что нулевой баланс составляющих мощности в данном выражении является результатом равенства по модулю двух основных слагаемых разного знака. Слагаемое с частотой первичного источника при любом характере нагрузки и токового режима имеет положительный знак, что свидетельствует о получении данной части мощности от первичного источника. В этой связи указанную составляющую можно назвать первичной (преобразуемой) мощностью, в то время, как алгебраическая сумма составляющих иных частот имеет отрицательный знак и потому представляет собой вторичную (преобразованную) мощность вентильной цепи. Можно видеть, что в выпрямительном режиме роль первичной мощности в уравнении (9) выполняет мощность основной гармоники

$$P_{al} = \frac{c_{il}c_{al}}{2} \cos \Delta\varphi_{al} \geq 0,$$

а в качестве вторичной мощности выступает суммарная активная мощность постоянной составляющей и высших гармоник

$$P_{ak0} = P_{a0} + P_{ak} = a_{i0}a_{a0} + \sum_{k=2}^{\infty} \frac{c_{ik}c_{ak}}{2} \cos \Delta\varphi_{ak} \leq 0 \text{ при } \alpha \leq \alpha_{\text{гр.}}$$

В последнем выражении все слагаемые отрицательны, если форма тока и напряжения нагрузки совпадают. Подтверждение можно заметить, если учесть, что в выпрямительном режиме постоянные составляющие тока и напряжения СВЭ имеют разный знак  $a_{i0} \geq 0$ ,  $a_{a0} \leq 0$ , и, вследствие выполнения соотношения (5), получить  $a_{ik} = -a_{ak}$ ,  $b_{ik} = -b_{ak}$ . Это означает, что каждая пара  $k$ -й гармоники тока и напряжения СВЭ оказывается в противофазе:

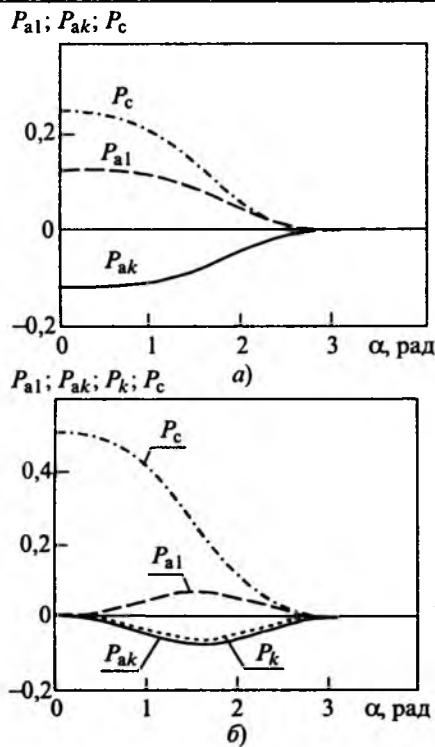


Рис.2. Зависимость составляющих активной мощности от угла управления в цепи с тиристором (а) и симистором (б):

$P_{a1}$ (а) – первичная мощность;  $P_{ak}$ (а) – вторичная мощность, полученная с удержанием 40 гармоник;  $P_k$ (а) – вторичная мощность, полученная с удержанием 20 гармоник;  $P_c$ (а) – результирующая мощность сетевого входа

$\Delta\phi_{ak} = \pi$ ,  $c_{ik} = -c_{ak}$ , в результате становится очевидным знак преобразованной мощности высших гармоник  $P_{ak} \leq 0$ . При наличии в цепи реактивных элементов характер энергообмена усложняется и в составе  $P_{ak}$  появляются слагаемые разного знака, однако их алгебраическая сумма остается отрицательной, равной по модулю мощности  $P_{a1}$ . Равенство первичной и вторичной мощностей  $P_{a1} = -P_{ak}$  во всех случаях подтверждается численными расчетами (рис.2). Подставляя одноименные составляющие мощностей из (9), (10), (11) в уравнение баланса (8), замечаем, что при синусоидальном напряжении сети ( $e_r = 0$ ) вся вторичная мощность уравновешивается мощностью аналогичного состава положительного знака цепи нагрузки

$$-P_{ak0} = P_{hk0} = P_{h0} + P_{hk} = a_{i0}a_{h0} + \sum_{k=2}^{\infty} \frac{c_{ik}c_{hk}}{2} \cos \Delta\phi_{hk}.$$

В результате взаимной компенсации составляющих  $P_{ak0}$  и  $P_{hk0}$  через входные зажимы в достаточно "жесткой" сети протекает только активная мощность промышленной частоты в направлении от сетевого источника к нагрузке

$$P_{bx} = P_{a1} + P_{h1} \geq 0 \text{ при } \alpha \leq \alpha_{rp},$$

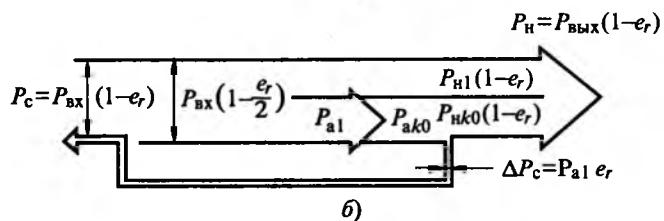
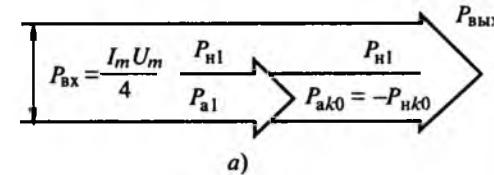


Рис.3. Энергетическая диаграмма вентильной цепи при подключении к первичному источнику достаточно большой ( $e_r \rightarrow 0$ ) (а) и ограниченной ( $e_r \neq 0$ ) (б) мощности

в состав которой входят первичная мощность  $P_{a1}$  и мощность основной гармоники нагрузки  $P_{h1}$  (рис.3,а). В инверторном режиме роль слагаемых в уравнении нулевого баланса (9) меняется. Включение тиристора в диапазоне углов  $\alpha \geq \alpha_{rp}$  при соответствующем изменении полярности ЭДС  $E$  приводит к тому, что положительный знак приобретает составляющая нулевой частоты, которую и следует рассматривать в качестве первичной мощности

$$P_{a0} = a_{i0}a_{a0} \geq 0 \text{ при } \alpha \geq \alpha_{rp}.$$

В свою очередь мощность основной гармоники в результате увеличения фазового сдвига  $\phi_{i1} > \pi/2$  меняет знак на отрицательный и вместе с мощностью высших гармоник составляет вторичную мощность

$$P_{a1} + P_{ak} \leq 0 \text{ при } \alpha \geq \alpha_{rp}.$$

Влияние на энергобаланс искажений сетевого напряжения при  $e_r \neq 0$  находит отражение в (10), (11) в виде мощности, выделяющейся на внутреннем сопротивлении сети,

$$\Delta P_c = e_r \frac{c_{i1}^2}{2} + e_r \left( a_{i0}^2 + \sum_{k=2}^{\infty} \frac{c_{ik}^2}{2} \right).$$

Учитывая роль СВЭ, можно указать на разную физическую природу слагаемых в данном выражении. В отличие от составляющей сетевой частоты, слагаемые с нулевой и высшей кратностью частот в вышримительном режиме оказываются частью вторичной мощности, значение которой определяется относительным сопротивлением сети. Как следует из (9)–(11), вторичная мощность балансируется составляющими аналогичного состава положительного знака, выделяющимися на сопротивлениях нагрузки, сети и внутреннем сопротивлении вентиля, выступающими в одинаковой роли потребителей мощности высших гармоник. Имея в уравнении (11) отрицательный знак, указанные составляющие образуют на сетевых за-

жимах ВП энергетический поток, встречный по отношению к основному потоку мощности промышленной частоты. По сравнению со случаем  $e_r = 0$ , это приводит к уменьшению на то же значение  $\Delta P_c$  полезной мощности нагрузки (рис.3,б).

### Частотное преобразование энергии в мостовых схемах ВП

Мгновенные значения напряжений и токов в любой цепи мостового преобразователя представляют собой линейную комбинацию напряжений и токов вентиляй. Это делает возможным оценить вклад первичной и вторичной мощностей СВЭ в формирование результирующих выражений мощностей на входе и выходе моста. Так, гармонические выражения для тока и напряжения на сетевом входе однофазного моста можно представить

$$i_c(\omega t, j) = i_a(\omega t, j) - i_a(\omega t + \pi, j); \\ u_c(\omega t, k, j) = u_{1B}(\omega t, k, j) - u_{2B}(\omega t, k, j). \quad (12)$$

Так же получим ток и напряжение в цепи нагрузки данной схемы

$$i_h(\omega t, j) = i_a(\omega t, j) - i_a(\omega t + \pi, j); \\ u_h(\omega t, k, j) = -u_{1B}(\omega t, k, j) - u_{2B}(\omega t, k, j), \quad (13)$$

полагая при этом, что анодные напряжения каждой пары вентиляй претерпевают нелинейные искажения

$$i_{1B}(\omega t, k, j) = u_a(\omega t, k) + i_a(\omega t + \pi, j)R_c; \\ u_{2B}(\omega t, k, j) = u_a(\omega t + \pi, k) + i_a(\omega t, j)R_c. \quad (14)$$

Аналогичным образом могут быть представлены напряжения на сетевом входе и в цепи нагрузки трехфазного моста

$$u_c(\omega t, k, j) = 1/3\sqrt{3}(2u_{1B}(\omega t, k, j) - u_{1B}(\omega t + 2\pi/3, k, j) - u_{1B}(\omega t - 2\pi/3, k, j));$$

$$u_d(\omega t, k, j) = -1/3(u_{1B}(\omega t, k, j) + u_{1B}(\omega t - \pi/3, k, j) + u_{1B}(\omega t - 2\pi/3, k, j) + u_{1B}(\omega t - \pi, k, j) + u_{1B}(\omega t - 4\pi/3, k, j) + u_{1B}(\omega t - 5\pi/3, k, j)), \quad (15)$$

$$\text{где } u_{1B}(\omega t, k, j) = u_a(\omega t, k) + (i_a(\omega t + \pi, j) + i_a(\omega t + 2\pi/3, j) + i_a(\omega t - 2\pi/3, j))R_c.$$

Рассчитанные с помощью данных выражений кривые напряжений и токов приведены на рис.4. Уравнения позволяют выяснить гармонический состав мощностей, исходя из того, что в их формировании участвуют одноименные составляющие токов и напряжений. Видно, что в этом процессе в равной мере участвуют все  $m$  вентиляй схемы, причем на сетевом входе в этом задействованы нечетные гармоники, а в цепи нагрузки – нулевые и четные составляющие. После подстановки (12)–(14) в (7) так же, как это было проделано ранее, получаем уравнение баланса гармониче-

ских составляющих активной мощности мостовой схемы

$$P_c(k) = P_h(k) + mP_b(k).$$

Наличие общих признаков делает возможным записать уравнения полных мощностей в универсальной форме, пригодной для схем с  $m = 4,6$  вентилями:

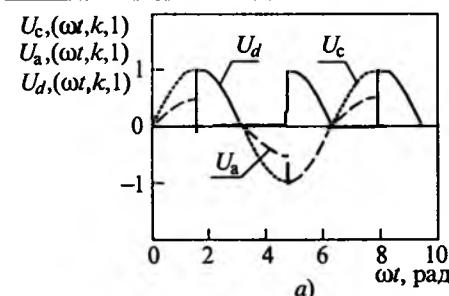
$$P_b = \frac{c_{il}c_{al}}{2} \cos \Delta\varphi_{al} + a_{i0}a_{a0} + \sum_{k=mn}^{\infty} \frac{c_{ik}c_{ak}}{2} \cos \Delta\varphi_{ak} + \\ + \sum_{k=mn\pm 1}^{\infty} \frac{c_{ik}c_{ak}}{2} \cos \Delta\varphi_{ak} - \\ - e_r \left( \frac{c_{il}^2}{2} + a_{i0}^2 + \sum_{k=mn,..}^{\infty} \frac{c_{ik}^2}{2} + \sum_{k=mn\pm 1}^{\infty} \frac{c_{ik}^2}{2} \right) = 0; \quad (16)$$

$$P_h = ma_{i0}a_{a0} + \\ + m \sum_{k=mn,..}^{\infty} \frac{c_{ik}c_{ak}}{2} \cos \Delta\varphi_{ak} - me_r \left( a_{i0}^2 + \sum_{k=mn,..}^{\infty} \frac{c_{ik}^2}{2} \right); \quad (17)$$

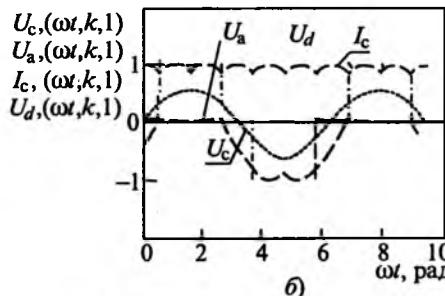
$$P_c = m \frac{c_{il}c_{al}}{2} \cos \Delta\varphi_{al} + m \sum_{k=mn\pm 1}^{\infty} \frac{c_{ik}c_{ak}}{2} \cos \Delta\varphi_{ak} - \\ - me_r \left( \frac{c_{il}^2}{2} + \sum_{k=mn\pm 1}^{\infty} \frac{c_{ik}^2}{2} \right). \quad (18)$$

Выражения мощностей на входе и выходе моста (17), (18) совместно с уравнением частотного преобразования СВЭ (16) позволяют представить процесс перераспределения мощности между цепями нагрузки и сети (рис.5). Видно, что в выпрямительном режиме основной поток мощности сетевого входа ВП образуется суммарным значением первичной мощности положительного знака всех вентиляй схемы  $mP_{al}$ . Появление на сетевом входе мощности отрицательного знака возможно в "жесткой" сети при  $e_r = 0$  вследствие коммутационных искажений сетевого напряжения. Эта часть суммарной вторичной мощности образована нечетными гармониками порядка  $mn\pm 1$ , где  $n=1,2,3,\dots$ . Основная часть суммарной вторичной мощности, в виде мощности нулевой и четных гармоник порядка  $mn$ , потребляется нагрузкой. Изменения в энергетической диаграмме "мягкой" сети при  $e_r \neq 0$  отражены пунктирной линией. Они связаны с уменьшением первичной мощности на величину  $mP_{cl}$  и увеличением вторичной мощности на величину потерь в сети от протекания нечетных гармоник тока  $m \sum_{k=mn\pm 1}^{\infty} \Delta P_{ak}$ . Этот процесс компенсируется уменьшением вторичной мощности, выделяющейся в нагрузке. В результате замечаем, что слагаемые уравнения (16), зависящие от

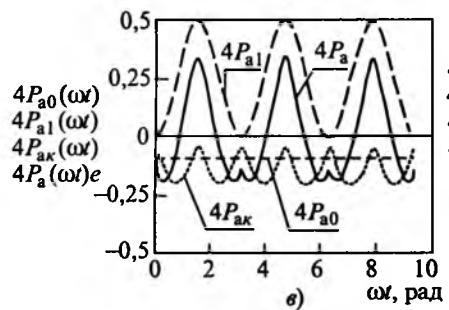
компенсируются уменьшением вторичной мощности, выделяющейся в нагрузке. В результате замечаем, что слагаемые уравнения (16), зависящие от



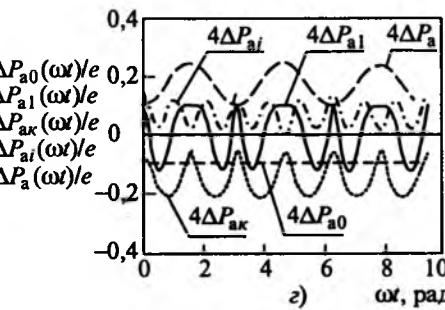
a)



б)



в)



г)

$e_r$ , также в отдельности удовлетворяют условию нулевого баланса

$$e_r \left( a_{i0}^2 + \frac{c_{i1}^2}{2} + \sum_{k=mn}^{\infty} \frac{c_{ik}^2}{2} + \sum_{k=mn \pm 1}^{\infty} \frac{c_{ik}^2}{2} \right) = 0. \quad (19)$$

Подтверждение этого можно видеть на рис.4,г, на котором средние значения мощностных составляющих (19), образованных основной и нечетными гармониками, уравновешиваются составляющими противоположного знака нулевой и четных гармоник. Наличие тождеств (16), (19) существенно упрощает расчет мощностей и, соответственно, энергетических показателей ВП в несинусоидальных режимах, позволяя в каждом случае заменить вычисление мощности высших гармоник отысканием ее численного эквивалента, каким является первичная мощность СВЭ. Покажем эту возможность на примере трехфазной схемы, работающей в условиях искажений сетевого напряжения при идеально сглаженном токе нагрузки и мгновенной коммутации. В таком случае выражение мощности фазного входа преобразователя согласно (18) примет вид

$$P_c = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d U_m \cos \alpha - \frac{6}{\pi^2} I_d^2 R_c - \frac{6}{\pi^2} I_d^2 R_c \left( \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \frac{1}{11^2} \dots \right). \quad (20)$$

Расчет данного уравнения обычным путем требует суммирования ряда, от количества членов которого зависит точность анализа. Однако подобного априорно неточного вычисления можно избежать, если учесть, что представленная в скобках мощность высших гармоник является частью вторичной мощности двух вентилей фазы моста, выделяющейся на сопротивлении  $R_c$ . Отыскивая

Рис.4. Расчетные кривые напряжений и токов на входе и выходе преобразователя в одно- (а) и трех- (б) фазной мостовых схемах, временные диаграммы составляющих мгновенных значений активной мощности в однофазной мостовой схеме (в,г):

$\Delta P_{a0}, P_{a0}$  – составляющие уравнения (16) нулевой гармоники, зависящие и независящие от  $e_r$ , соответственно, и аналогичные составляющие мощности:  $\Delta P_{a1}, P_{a1}$  – первой гармоники;  $\Delta P_{ak}, P_{ak}$  – четных гармоник;  $\Delta P_{ai}$  – нечетных гармоник;  $\Delta P_a, P_a$  – суммарных значений указанных мощностей

ее численный эквивалент в виде соответствующей части первичной мощности указанных вентилей, запишем уравнение частотного преобразования энергии СВЭ (16)

$$P_a = -\frac{1}{2\pi} U_m I_d + \frac{1}{2\sqrt{3}} U_m \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d + \frac{3}{\pi^2} I_d^2 R_c \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 - \frac{1}{5^2} - \frac{1}{7^2} \dots \right) = 0,$$

а затем на основании (19), приравняв выражение в скобках нулю, получим требуемую сумму ряда

$$\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \frac{1}{11^2} + \dots = \frac{\pi^2}{9} - 1.$$

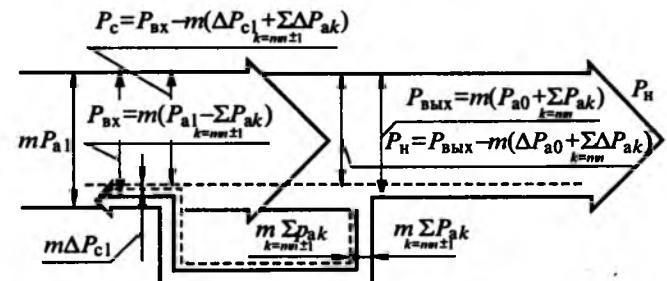


Рис.5. Диаграмма распределения составляющих активной мощности между цепями сетевого фазного входа и нагрузки в мостовой схеме преобразователя:

$P_{\text{вх}}$  – мощность сетевого входа при  $e_r = 0$ ;  $P_c$  – мощность сетевого входа при  $e_r \neq 0$ ;  $P_{\text{вых}}$  – мощность выходной цепи нагрузки при  $e_r = 0$ ;  $P_H$  – мощность нагрузки при  $e_r \neq 0$ ;  $P_{ak}$  – мощность высших гармоник при  $e_r = 0$ ;  $\Delta P_{ak}$  – мощность потерь в сети от протекания высших гармоник тока при  $e_r \neq 0$ ;  $\Delta P_{c1}$  – мощность потерь в сети основной гармоники

В данном случае ряд сходится и подтверждение правильности результата можно найти в [6]. После удвоения полученной суммы ряда и подстановки в (20) получаем точное выражение мощности сетевого входа ВП в замкнутом виде

$$P_c = \frac{\sqrt{3}}{\pi} U_m I_d \cos \alpha - \frac{2}{3\pi^2} I_d^2 R_c (2\pi^2 - 9).$$

### Расчет энергетических показателей ВП в сети ограниченной мощности

Присутствие на сетевом входе мощности высших гармоник негативным образом отражается на энергетических показателях ВП. Учет данного явления может быть осуществлен с разных позиций, например, путем включения данного параметра в состав потерь в сети, предваряющих поступление активной мощности на сетевой вход преобразователя. Рассматриваемая концепция исходит из приоритета составляющей мощности частоты первичного источника, что требует включения мощности высших гармоник сетевого входа в состав общих потерь ВП как искажающей нагрузки. Данное условие ведет к снижению обоих главных энергетических показателей ВП по сравнению с тем, что могло бы иметь место в синусоидальном режиме. Зависимость энергетических показателей не только от свойств преобразовательной нагрузки, но и питающей сети может быть отражена в определении и названии, например для коэффициента мощности сетевого преобразователя получим:

$$\lambda = \frac{P_c}{S} = \frac{P_{\text{пр}} - \Delta P_{\text{об}}}{S}, \quad (21)$$

где  $P_{\text{пр}} = P_{\text{вх}} - \Delta P_{\text{cl}}$  – мощность прямого потока – разность мощностей на входе при  $e_r = 0$  ( $P_{\text{вх}} = P_{a1} + P_{n1}$  – в однополупериодной и

$$P_{\text{вх}} = mP_{a1} - m \sum_{k=m \pm 1, \dots}^{\infty} \frac{c_{ik} c_{ak}}{2} \cos \Delta \Phi_{ak} \quad \text{– в двухполу-}$$

периодной схемах) и мощности потерь в сети от протекания основной гармоники тока ( $\Delta P_{\text{cl}} = e_r c_{i1}^2 / 2$  – в однополупериодной и  $\Delta P_{\text{cl}} = e_r c_{i1}^2 m / 2$  – в двухполупериодной схемах);  $\Delta P_{\text{об}} = -e_r (a_{10}^2 + \sum_{k=2,3, \dots}^{\infty} c_{ik}^2 / 2)$  – мощность обратного потока в одно-

полупериодной схеме,  $\Delta P_{\text{об}} = -m \sum_{k=m \pm 1}^{\infty} c_{ik} c_{ak} / 2$  –

$-e_r m \sum_{k=m \pm 1}^{\infty} c_{ik}^2 / 2$  – мощность обратного потока в двухполупериодной схеме;  $S$  – кажущаяся мощность сетевого входа преобразователя.

С учетом включения потерь в вентилях и мощности высших гармоник сетевого входа в состав общих потерь КПД сетевого преобразователя должен рассчитываться

$$\eta = \frac{P_n}{P_n + \Delta P_n + \Delta P_{\text{об}}}, \quad (22)$$

где  $P_n = P_{\text{вых}} - \Delta P_{\text{cl}}$  – мощность в цепи нагрузки преобразователя – разность выходной мощности при  $e_r = 0$  ( $P_{\text{вых}} = P_{n1} + P_{nk0}$  – в однополупериодной схеме,  $P_{\text{вых}} = mP_{ak0}$  – в двухполупериодной схеме) и мощности потерь в сети от протекания основной гармоники тока  $\Delta P_{\text{cl}}$ ;  $\Delta P_n$  – мощность внутренних потерь преобразователя, включая потери в вентилях.

Данные соотношения получены в предположении фазовой симметрии питающих напряжений без учета влияния на активные сопротивления эффекта вытеснения тока [5,6].

### Выводы

1. Энергетическое воздействие вентильного преобразователя как искажающей нагрузки на питающую сеть, обусловленное процессом перераспределения активной мощности высших гармоник между цепями нагрузки и сети, сопровождается снижением энергетических показателей преобразователя в несинусоидальном режиме.

2. Активная мощность высших гармоник несинусоидального режима имеет численный эквивалент в виде составляющей активной мощности частоты первичного источника противоположного знака в уравнении, отражающем процесс частотного преобразования энергии в искажающем элементе.

### Список литературы

1. Зыкин Ф.А. Энергетические процессы в системах энергоснабжения с нагрузками, ухудшающими качество электроэнергии // Электричество. 1987. № 12.

2. Кучумов Л.А., Лукина М.К., Спиридовонова Л.В. Учет направлений потоков мощностей гармонических составляющих при определении энергетических показателей вентильного электропривода // Материалы научно-техн. конф. "Вопросы автоматизации производства". Т. 3. Томск: Изд. ТГУ, 1974. С.36–37.

3. Оявэр М., Сарв В. Об энергетике преобразовательного процесса в диоде выпрямительных схем при синусоидальном напряжении питания // Изв. АН ЭССР. Физика. Математика. 1975. Т.24. С.78–80.

4. Бронштейн И.Н., Семеняев К.А. Справочник по высшей математике для инженеров и учащихся вузов. М.: Наука. 1981. С. 90.

5. Сидоров С.Н. Метод анализа энергетического взаимодействия вентильного электропривода с питающей сетью // Тез. докл. 3 Международной научно-техн. конф. по автоматизированному электроприводу. Нижний Новгород, 2001. С.222–224.

6. Сидоров С.Н. Физическая концепция двухстороннего многочастотного энергообмена вентильного преобразователя с питающей сетью // Тез. докладов научно-практ. конф. "Электротехника и энергетика Поволжья на рубеже тысячелетий". Чебоксары: Изд. Чувашского ун-та, 2001. С.94–96.

Сидоров Сергей Николаевич — доцент кафедры "Электропривод и автоматизация пром. установок" Ульяновского ГТУ, канд. техн. наук.

## Цели, понятия и общие принципы диагностического контроля высоковольтного электротехнического оборудования<sup>1</sup>

АРАКЕЛЯН В.Г., доктор техн. наук, канд. хим. наук

ВЭИ

Основные нормативно-правовые вопросы диагностического контроля высоковольтного электрооборудования могут быть решены на базе существующего ГОСТ 27.002-89. Для выполнения диагностических мероприятий в качестве правовых документов должны быть разработаны: сводка нормативных параметров и сводка критериальных параметров.

Разработка мероприятий диагностического контроля непременно должна являться составной частью разработки электрооборудования. Вопрос о характере диагностических мероприятий и методах их выполнения непременно встает либо в процессе эксплуатации – для неблагополучного оборудования, либо по завершении срока службы. Заложить основы диагностики разрабатываемого оборудования – это обязанность разработчика.

Разработка способов диагностики не противоречит задаче создания оборудования, не требующего обслуживания в эксплуатации. Устремления производителей оборудования, в том числе и электротехнического, как правило, направлены на создание более надежного оборудования. Безусловно, и потребители заинтересованы в получении высоконадежного оборудования за разумные дополнительные затраты при его создании, чтобы на протяжении назначенного срока службы не заниматься "сопутствующими" проблемами диагностического контроля. И тем не менее, существует по крайней мере две причины, по которым никакие гарантии не могут закрыть проблемы безотказной, безаварийной эксплуатации: во-первых, срок службы любого изделия – величина вероятностная и, во-вторых, несоответствие предписанных режимов эксплуатации реальным может приводить к ускорению расходования ресурса. И самый главный аргумент в пользу диагностики в сложившихся экономических условиях – решение вопроса о продлении срока службы: что делать с оборудованием по окончании назначенного срока службы?

Практически всегда разработка способов диагностики, тем не менее, остается за пределами интересов российского разработчика и производителя электротехнического оборудования и становится уделом потребителя, поставленного в вынужденное положение. Поэтому потенциальный потребитель оборудования,

*The basic normative-legal questions of diagnostic check of a high-voltage electric equipment can be solved on the basis of existing ГОСТ 27.002-89. For fulfilment of diagnostic measures as the legal documents should be developed: the report of normative parameters and report of criterial parameters.*

памятую о том, что когда-то придет срок завершения каких бы то ни было гарантий, при заключении сделки на покупку электрооборудования должен включить в переговорный процесс вопрос о степени развитости диагностического направления: ведь правильно спланированные диагностические мероприятия могут значительно увеличить срок реальной эксплуатации оборудования, что безусловно отразится на снижении затрат.

Учитывая возрастающий интерес к этой проблеме и рост публикаций по вопросу разработки диагностических приборов и методов, автор считает необходимым обратить внимание разработчиков на уже существующую нормативно-правовую базу, уточнить понятия и определить главное идеологическое направление развития в этой области знания.

### Основные понятия в области диагностического контроля

Основы диагностического контроля должны опираться на основные понятия в области надежности. В соответствии с ГОСТ 27.002-89 "Надежность в технике. Основные понятия. Термины и определения":

*ресурс* – суммарная наработка объекта от начала его эксплуатации или её возобновления после ремонта до перехода в предельное состояние;

*наработка* – продолжительность или объём работы объекта;

*предельное состояние* – состояние объекта, при котором его дальнейшая эксплуатация недопустима или нецелесообразна; определение, данное в ГОСТ, имеет продолжение, противоречащее целям и задачам диагностического контроля, формулируемым в настоящее время;

*критерий предельного состояния* – признак или совокупность признаков предельного состояния объекта, установленные нормативно-технической документацией и (или) конструкторской (проектной) документацией;

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

*рабочеспособное состояние (рабочеспособность)*

— состояние объекта, при котором значения всех параметров, характеризующих способность выполнять заданные функции, соответствуют требованиям нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации;

*остаточный ресурс* – суммарная наработка объекта от момента контроля его технического состояния до перехода в предельное состояние;

назначенный ресурс – суммарная наработка, при достижении которой эксплуатация объекта должна быть прекращена независимо от его технического состояния:

**неработоспособное состояние** (неработоспособность) – состояние **объекта**, при котором значение хотя бы одного параметра, характеризующего способность выполнять заданные функции, не соответствует требованиям нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации;

исправное состояние (исправность) – состояние объекта, при котором он соответствует всем требованиям нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации;

неисправное состояние (неисправность) – состояние объекта, при котором он не соответствует хотя бы одному из требований нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации;

отказ – событие, заключающееся в нарушении работоспособного состояния.

### Дополнительный комментарий (выборка из ГОСТ).

Каждое из состояний (исправное, неисправное, работоспособное, неработоспособное) характеризуется совокупностью значений параметров, описывающих состояние объекта, а также качественных признаков, для которых не применяют количественные оценки. Номенклатуру этих параметров и признаков, а также пределы допустимых их изменений устанавливают в нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации.

Работоспособный объект в отличие от исправного должен удовлетворять лишь тем требованиям нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации, выполнение которых обеспечивает нормальное применение объекта по назначению.

Для сложных объектов можно выделить частично работоспособные состояния, при которых объект способен частично выполнять требуемые функции либо функции с пониженными показателями.

При достижении предельного состояния объект должен быть снят с эксплуатации, направлен в средний или капитальный ремонт, списан, уничтожен или передан для применения не по назначению.

Наработка индивидуального объекта, ресурс и т.п. могут быть определены лишь после того, как наступил отказ или достигнуто предельное состояние. Пока эти события не наступили можно говорить только о прогнозировании этих величин с большей или меньшей достоверностью. Средний и капитальный ремонт позволяют частично или полностью восстанавливать ресурс, возвращать аппарат в работоспособное состояние.

Прежде чем приступить к обсуждению вопроса о ресурсе, следует, как видно из определений, решить два вопроса.

Первый вопрос: что принимается за объект? Конечно, объектом деятельности в области электротехники является электротехнический аппарат. Поэтому вопрос о ресурсе должен быть привязан к электротехническому аппарату как единице электротехнических комплексов. Электротехнический аппарат состоит из ряда узлов, каждый из которых имеет свой ресурс. Исчерпывание ресурса отдельного узла может привести к предельному состоянию весь аппарат, если предельное состояние этого узла влияет на работоспособность аппарата в целом.

Второй вопрос: что является заданной функцией? Обобщенной заданной функцией электротехнического оборудования как комплекса электротехнических аппаратов является передача и распределение электроэнергии заданных параметров. Так, коммутационный аппарат должен обеспечивать прерывание тока заданных параметров, трансформатор – преобразовывать одни заданные параметры электроэнергии в другие и т.д.

С позиций принятых терминов целью диагностических мероприятий является определение "прогнозируемого остаточного ресурса", т.е. оставшихся возможностей аппарата выполнять свои заданные функции. Если для какого-либо параметра, назначенного в качестве критерия предельного состояния, установлены допустимые границы (начальное и конечное значение критерия предельного состояния), то для этого параметра может быть установлен прогнозируемый остаточный ресурс как местоположение текущего значения этого параметра внутри установленных границ. В ряде случаев, особенно когда изменение данного параметра не является монотонной функцией работы аппарата, приходится ограничиться констатацией факта достижения предельного состояния, что соответствует полному израсходованию ресурса по данному параметру, фактически отвечая на вопрос "да-нет": есть ресурс – нет ресурса.

Итак, для решения вопроса об исправности и работоспособности аппарата необходимо иметь соответствующие технические требования нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации.

## Тактическая задача диагностического контроля

Главным объектом диагностического внимания и общим для всех электротехнических аппаратов элементом является электрическая изоляция. Но интересы диагностики много шире с учетом назначения каждого из аппаратов и входящих в него узлов. Основной задачей диагностики электротехнических аппаратов является *определение его состояния и прогнозирование его работоспособности, определение путей и средств продления или восстановления его работоспособности.*

## Стратегическая цель диагностического контроля

Главная цель диагностического контроля электрооборудования – на основе определения состояния элек-

троборудования максимальное использование фактического ресурса оборудования и предотвращение аварийного отказа оборудования.

### Методы достижения цели диагностического контроля

Главными методами достижения поставленной цели являются:

1) установление частого или непрерывного контроля для потенциально ненадежного, дефектного оборудования, эксплуатация которого, тем не менее, возможна неопределенное продолжительное время, с целью своевременного его отключения по достижении установленных пределов контролируемых параметров;

2) своевременный вывод оборудования из эксплуатации для проведения предупредительного ремонта в соответствии не с планом, а с объективными показаниями с целью полного или частичного восстановления ресурса.

### Объекты диагностического контроля

Объекты диагностического контроля определяются главным образом функциональной значимостью электротехнического аппарата в системе электроснабжения. Наиболее полный, всеобъемлющий диагностический контроль предполагается выполнять на ремонтопригодных изделиях, поскольку восстановление их работоспособности посредством ремонта может неоднократно продлевать время их фактической эксплуатации.

### Принципы диагностического контроля

Таким образом, диагностический контроль – это комплекс мероприятий, направленных на определение текущего состояния оборудования с целью максимального и безопасного его использования.

Диагностический контроль начинается с момента создания оборудования. Приемосдаточные испытания являются фактически диагностическим мероприятием, направленным на определение дальнейшей работоспособности оборудования по установленным техническим требованиям. Но в полной мере понятие диагностического контроля относится к работающему оборудованию, уже находящемуся в эксплуатации, и в задачу такого диагностического исследования входит либо определение возможности безаварийно завершить назначенный срок службы, либо, по его завершении, определить возможности дальнейшей безаварийной эксплуатации оборудования. В настоящее время контрольные мероприятия осуществляются тремя путями: осмотрами, диагностическими испытаниями и мониторингом.

Осмотр – традиционная профилактическая мера поддержания работоспособности оборудования. Проведение осмотров связано с большими затратами и с привлечением специально подготовленного персонала для работы в опасной, а нередко, и удаленной рабочей зоне. Осмотр, являясь диагностическим мероприятием по сути, практически не решает диагностических задач (в их сегодняшнем понимании), поскольку с его помощью невозможно предотвратить аварийный отказ, невозможно сделать прогноз о работоспособности аппарата и можно оценить состояние аппарата только по

внешним, доступным проявлениям. И всё же, оборудование требует постоянного наблюдения. Разрешить противоречие между необходимостью более тщательного контроля, чем это может быть сделано посредством осмотра, необходимостью удаления персонала из рабочей зоны и необходимостью снижения расходов на профилактические мероприятия с одновременным повышением объективности и надежности контроля может создание автоматических систем непрерывного контроля состояния оборудования. В реальности так и происходит. Более того, разработка автоматических систем контроля и управления приводит к дифференциации функций контроля: часть контрольных функций возлагается на автоматику и электронику, высвобождающую персонал от рутинного слежения за нормативными параметрами, а остающиеся за персоналом контрольные мероприятия приобретают всё больший диагностический уклон, т.е. фактически реализуются как диагностические испытания. Осуществление персоналом контрольных мероприятий теперь обычно выполняется не столько для поддержания каких-либо установленных параметров, сколько с целью предсказания дальнейшего поведения оборудования в части его работоспособности, т.е. главная направленность контрольных мероприятий – это диагностика состояния оборудования: установление отклонений в функционировании и их причин с целью прогнозирования возможности аппарата выполнять возложенные на него функции и для предотвращения неожиданного отказа. Одновременно, и на автоматические системы контроля возлагается все больше диагностических функций: система непрерывного слежения должна не только констатировать текущее состояние наблюдаемого параметра, но, используя накопленные знания, формировать научное предсказание о работоспособности оборудования на перспективу.

Итак, задачи диагностического контроля состояния оборудования решаются двумя путями (рисунок):

- посредством эпизодического определения наиболее важных параметров – посредством **диагностики**;



• посредством непрерывного слежения за наиболее информативными параметрами – посредством мониторинга.

**Диагностика**, состоящая из комплекса диагностических испытаний, подразделяется на два этапа: оперативную диагностику и диагностическое обследование.

Диагностические мероприятия могут выполняться как на работающем оборудовании (находящемся под напряжением), так и на неработающем (выведенном из под напряжения). В последнем случае к общей задаче диагностики (выполняемой в виде всестороннего диагностического обследования) добавляется не менее важная задача: определение способности изоляции выдерживать нагрузки при включении под напряжение и в переходный период при выходе на режимы. Если в первом случае речь идет о ресурсных показателях оборудования, то во втором, в дополнение к этому, готовность оборудования для включения должна быть оценена прямым соответствием установленных параметров: при вводе в эксплуатацию оборудования все текущие характеристики должны быть в разрешенных пределах или приведены в это состояние до приложения напряжения.

**Оперативная диагностика.** Выполняемая первоочередно оперативная диагностика предполагает использование неразрушающих методов контроля, т.е. методов, не приводящих к расходованию ресурса, и осуществляется одновременно с выполнением электроаппаратом основных своих функций. Это – методы физико-химической диагностики, тепловизионная техника, методы акустического контроля и некоторые методы электрического контроля. Очевидно, что оперативная диагностика используется в процессе эксплуатации там, где это однозначно признано целесообразным и достоверным (например, тепловизоры для контроля тепловыделения, хроматографический анализ для контроля масляной изоляции трансформаторов и вводов, акустический контроль электрических разрядов).

Как правило, основу оперативных методов диагностики оборудования составляют физико-химические методы. Энергетическое воздействие на изоляцию электрических устройств приводит к изменениям на молекулярном уровне вне зависимости от типа изоляции, завершающимся химическими реакциями с образованием новых химических соединений. Энергетическому воздействию подвержены все элементы изоляции. Применительно к жидкой углеводородной изоляции, какой являются минеральные масла, и к другим органическим жидкостям эти виды воздействия инициируют химические процессы разрыва связей С-Н, С-С, в результате чего протекают радикальные реакции, которые с участием кислорода и воды, всегда присутствующих в изоляции, и при повышенной температуре приводят к широкой гамме новых химических соединений: от легких газов – водорода, окислов углерода и легких углеводородов – до сложных кислородсодержащих и высокомолекулярных соединений – спиртов, органических кислот, их солей (мыл), восков. Электрическое воздействие на целлюлозу, являющуюся неотъемлемой частью масляной изоляции (масло-барь-

ерная, бумажно-масляная), также ведет к образованию воды и окислов углерода, мощные электрические разряды приводят к образованию углерода и воды, тепловое воздействие на бумагу инициирует процессы дегидратации, приводящие к образованию воды и соединений фуранового ряда. Полимерная изоляция под действием разрядов и факторов естественного старения разрушается с разрывом полимерных связей. Воздействие электрических разрядов на газообразную изоляцию приводит к образованию химически активных веществ, в свою очередь влияющих на твердую изоляцию из композиционных или керамических материалов. Таким образом, физико-химический диагностический контроль основан на объективной реальности: вследствие каких-либо энергетических воздействий в изоляции электрических аппаратов протекают химические процессы деградации изоляции, по конечным продуктам которой можно судить о количественной характеристике энергетического воздействия и степени разрушения изоляции. Образование новых химических соединений является идеологической основой физико-химической диагностики, а определение количества вновь образованных характерных компонентов и скорости их образования лежит в основе определения состояния изоляции и глубины энергетических воздействий на нее.

Методы физико-химического диагностического контроля имеют свои преимущества и недостатки. Среди преимуществ – независимость физико-химических определений от электрических показателей, т.е. последние не создают помех для измерения.

Основная цель оперативной диагностики определение вида дефекта, его опасности и скорости развития. В отсутствие мониторинга основная диагностическая функция обеспечения безопасной эксплуатации ложится на оперативную диагностику, и по ее показаниям решается вопрос о необходимости более глубокого, фундаментального диагностического обследования для принятия окончательного решения о судьбе аппарата.

**Диагностическое обследование** выполняется на отключенном оборудовании, т.е. с приостановкой основной функции по показаниям оперативной диагностики или мониторинга. И здесь может быть применена вся мощь имеющихся в распоряжении методов для детального исследования состояния всех элементов, обеспечивающих работоспособность: физические, химические, электрические, технические и механические методы – в соответствии с предписанием разработчиков вне зависимости от их значимости и сложности<sup>2</sup>.

**Мониторинг.** Под мониторингом понимается непрерывное (т.е. с частотой большей, чем частота, необходимая для оценки наблюдаемого события) слежение за установленным параметром с целью контроля за приближением его значения (или зависящего от него значения другого параметра) к граничному для после-

<sup>2</sup> Выполняемые "оперативно" испытания изоляции и другие простые измерения, требующие отключения (т.е. прерывания выполнения основной функции аппарата), также должны быть отнесены к категории диагностического обследования, но не оперативной диагностики.

дующего принятия соответствующего решения по восстановлению контролируемого параметра. И конечно, главная идеологическая составляющая мониторинга также лежит в сфере решения диагностических проблем.

Совершенно очевидно, что мониторинг, как и оперативная диагностика, предполагает использование неразрушающих методов контроля, т.е. методов, не приводящих к расходованию ресурса, и осуществляется одновременно с выполнением электроаппаратом основных своих функций. При наличии системы мониторинга сигнал о необходимости более глубокого диагностического обследования должен поступать от нее.

Создание систем мониторинга является логическим следствием развития техники на современном этапе. На систему автоматического контроля оборудования можно было бы возложить много самых разнообразных задач. Тем не менее, принцип "автоматизировать все" был бы неправильным. Система автоматического контроля должна решать минимум задач и только тех задач, которые не могут быть решены или обеспечены иным образом. Столь строгий подход диктуется исключительно экономическими соображениями: чем сложнее система контроля, тем она дороже, а с увеличением стоимости снижается целесообразность её применения. Тем не менее, сегодня система автоматического контроля рассматривается не только и не столько как система пассивного наблюдения и предупреждения, а как интеллектуальная система диагностического контроля и управления.

Основным методом устранения дефектов является ремонт (профилактический, мелкий, средний и капитальный). Поэтому конечная цель диагностического обследования как последнего этапа диагностического контроля – определение вида и объема ремонта для увеличения остаточного ресурса или для восстановления работоспособного состояния.

Каким бы путем не проводилось диагностическое обследование, для решения вопросов о ресурсе, о работоспособности разработчик способов диагностического контроля должен в первую очередь разработать *критерии предельного состояния* в случае их отсутствия в нормативно-технической и конструкторской (проектной) документации. В конечном счете, для выполнения диагностических мероприятий в качестве правовых документов должны быть представлены: сводка нормативных параметров и сводка критериальных параметров. Первые – основные технические требования нормативно-технической и конструкторской (проектной) документации – предназначены для квалификации состояния оборудования в категориях "исправно-неисправно", вторые – требования, характеризующие аппарат с позиций исключительно возможности выполнения своих заданных функций – для квалификации в категориях "работоспособно – частично работоспособно – неработоспособно". Эти квалификационные сводки ложатся в основу компьютерных программ диагностики как при диагностическом обследовании, так и при мониторинге.

## Электрическая прочность секций новой вакуумной дугогасительной камеры (до выработки электрического ресурса)

РЫЛЬСКАЯ Л.А., канд. техн. наук

ВЭИ

*На основании экспериментального определения пробивных напряжений и осциллографирования пробоев показано, что можно прогнозировать и возможность пробоя секций вакуумной дугогасительной камеры (ВДК) в вакууме и определять место пробоев. Для этого необходимо знать значения электростатических макронапряженностей в потенциальных местах инициирования пробоев в секциях ВДК при прикладываемых значениях напряжения и значения пробивных макронапряженностей для этих мест. Показано, что местом пробоев секций ВДК является место их "комбинированных" пробоев, а пробивные значения макронапряженностей в месте их инициирования равны 9–12,9 кВ/мм.*

Изоляционный корпус высоковольтных (на напряжение более 10 кВ промышленной частоты) вакуумных дугогасительных камер (ВДК) с целью достижения его большей электрической прочности, как правило, делают секционированным. Секции ВДК относятся к электродным системам с экранированным изолятором. Изучению условий и закономерностей возникновения пробоев после-

дних посвящен ряд работ, из которых наиболее близкими применительно к секциям ВДК являются [1, 2]. Однако в ВДК у пробоев секций могут быть свои особенности. Кроме того, в результате эксплуатации ВДК электрическая прочность секций может претерпеть изменения [3]. При этом, чтобы лучше понять суть произошедших изменений, необходимо иметь возможно более полное

представление об электрической прочности секций ВДК в ее исходном состоянии. Все это и послужило основанием для выбора в качестве цели настоящей работы исследования электрической прочности секций у новой ВДК до выработки ею электрического ресурса.

**Объект испытаний.** Испытания выполнены на макете новой, т.е. сразу после изготовления, четырехсекционной ВДК на напряжение 35 кВ, 20 кА, 1250 А (рис.1). Макет имел размеры контактной системы и изоляторов секций корпуса, свойственные серийным камерам на эти параметры разработки ВЭИ, и экспериментальные экраны. Отметим, что наружная изоляция исследуемого макета ВДК усиlena, поскольку предварительными испытаниями и на серийных камерах на 35 кВ, и на макете установлено, что при ее отсутствии пробои всех секций подобных камер происходили в основном снаружи.

**Исследовательская установка и схема измерений.** В качестве испытательного напряжения избран стандартный грозовой импульс. Исходили из того, что для ВДК требования по электрической прочности при напряжении стандартного грозового импульса являются наиболее высокими.

Испытания выполнены на установке "Генератор импульсных напряжений (ГИН) 500" фирмы TUR. Параметры импульса ГИН (максимальное значение, форма волны напряжения и временные параметры пробоя) определялись с помощью входящих в состав установки делителя напряжения, цифрового пик-вольтметра MU9/MUT9 и двухлучевого осциллографа ОВ-1. В отдельных случаях, кроме напряжения с помощью шунта производилось также осциллографирование тока.

Для испытания на электрическую прочность избранной секции (рис.2, 3) все другие секции, за исключением испытуемой, закорачивались через наружные выводы экранов, а выводы экранов ис-

пытуемой секции соединялись один с заземленным торцом ВДК, а другой с присоединенным к ГИН. В результате напряжение прикладывалось к незакороченной секции и к межконтактному промежутку ВДК, контакты которой при этом разведены на номинальное для данной камеры расстояние, при котором пробивное напряжение между ними превышало 200 кВ. Последнее обеспечивало право относить все происходящие при этой схеме соединений пробои исключительно к пробоям испытуемой секции. Возникновение пробоя во всех случаях фиксировалось показаниями осциллографа. В тех случаях, когда пробои секции происходили снаружи, их определяли и по звуку, который был существенно более громким по сравнению с тем, когда пробой происходил в вакууме, и визуально по свечению канала разряда, сопровождавшему наружное перекрытие. При этом наружные пробои только по виду осциллограмм в первом приближении были не отличимы от пробоев, происходивших в вакууме. Поэтому при испытаниях всегда велось наблюдение за возникновением наружных пробоев, и на фотографиях по номеру кадра всегда наружные пробои можно было отделить от тех, которые происходили в вакууме.

**Методика испытаний.** Испытания проводились в следующей последовательности. Напряжение к испытуемой секции прикладывалось ступенями от первоначального сравнительно низкого уровня, при котором не ожидалось пробоев. Напряжение текущей ступени считалось выдерживаемым, если 7 импульсов подряд сразу или после тренировки, но не более чем 21 импульсом этой ступени, были без пробоев. Если после 21 импульса пробои возникали, напряжение этой ступени принималось за пробивное. Фотографировались пробои при минимальном пробивном напряжении и при повышающихся ступенями напряжениях. Испытания проводились при импульсах напряжения обеих поларностей.

**Результаты испытаний.** В качестве примера на рис.2 представлены осциллограммы пробоев секции I. На рис. 2,а показаны:

— эскиз секции I, а также места, обозначенные цифрами 1—6, которые в электродных системах с экранированным изолятором являются потенциальными местами инициирования про-

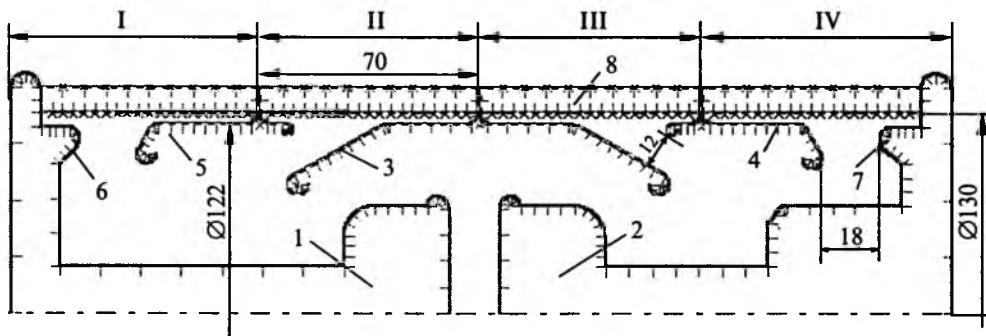


Рис. 1. Компьютерная модель исследуемого макета ВДК:

1—IV — нумерация секций; 1 — токоподвод и неподвижный контакт; 2 — токоподвод и подвижный контакт; 3 — центральный экран; 4, 5 — промежуточные экраны; 6, 7 — торцевые экраны; 8 — изоляторы из керамики  $\text{Al}_2\text{O}_3$ . Штрихи на поверхностях элементов конструкции ВДК соответствуют расположению точек, в которых определяются напряженности электростатического поля. Материал экранов 3—7 бескислородная медь. Размеры указаны в миллиметрах

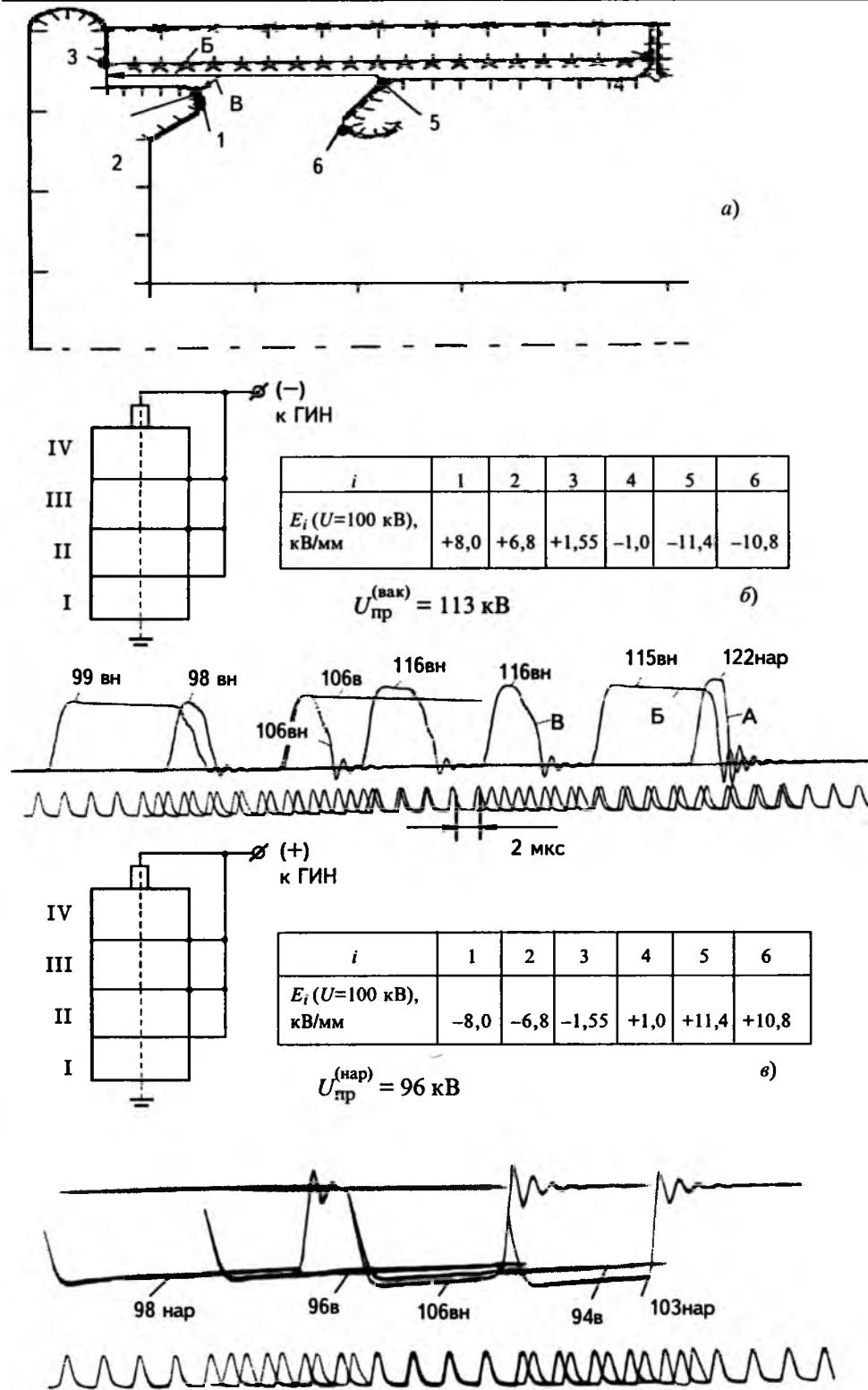


Рис. 2. Секция I

боев [2], и места пробоев, обозначенные буквами *Б* и *В*, соответствующие осциллограммам пробоев с такими же индексами на рис. 2,б.

На рис.2,б,в представлены:

— схема соединений при испытаниях и полярность испытательного импульса напряжения от ГИН;

— макронапряженности электростатического поля  $E_i$  в местах 1—6 рис.2,а при напряжении между экранами 100 кВ (знак при значениях напряженностей  $E_i$  соответствует полярности при испытаниях экрана, на котором эти места расположены; знак минус соответствует случаю, когда указанный экран оказывается катодом, а плюс — случаю, когда такой экран оказывается анодом);

— значение пробивного напряжения секции  $U_{\text{пр}}$ , определенное по описанной в статье методике;

— осциллограммы напряжения при различных значениях испытательного напряжения, при схеме соединений настоящего испытательного стенда отклонение луча осциллографа на осциллограммах при плюсовой полярности импульсов ГИН происходит вниз, а при импульсах минусовой полярности — вверх).

На осциллограммах приведены максимальные значения напряжения импульсов по показаниям пик-вольтметра. Буквы рядом с ними обозначают, соответственно, либо отсутствие пробоя (в — волна), либо, что пробой произошел внутри ВДК (вн), либо, что он наружный (нар). На рис.2,б буквами *А*, *Б* и *В* обозначены выделенные нами в качестве

примера варианты видов спада напряжения при пробоях, с которыми в дальнейшем сопоставлялись все другие случаи пробоев.

Расчет электростатического поля ВДК для определения напряженностей  $E_i$  производился по программе AXIAL [4]. Экранам секций присваивался потенциал того контакта, к выводам которого согласно представленной на рис.2 схеме соединений они были присоединены. Выбор напряжения 100 кВ в качестве базового значения напря-

жения на ВДК и тем самым на испытуемой секции для представления абсолютных значений напряженностей в потенциальных местах инициирования пробоев позволяет легко подсчитывать значения напряженностей в этих же местах при пробивных напряжениях простым умножением расчетного значения напряженности на коэффициент  $k = U_{\text{пр}}/100$ .

Итак, из рис.2,б видно, что форма спада напряжения при пробоях не одинакова и в данном случае имеет 3 вида:

— один (*А*), отличается резким (с изломом) изменением кривой напряжения в начале его спада, продолжением этого спада с равномерной скоростью без изломов до первого перехода напряжения через нулевое значение и последующими затухающими колебаниями с относительно большой их первоначальной амплитудой;

— другой (*Б*), отличается от первого только плавным началом спада напряжения;

— третий (*В*), характеризуется плавным началом спада напряжения, наличием изменений в скорости спада напряжения до первого перехода напряжения через нулевое значение и заметно меньшей амплитудой последующих колебаний, которая тем меньше, чем при меньшем напряжении начинается заключительный с равномерной скоростью спад участок кривой спада напряжения; момент начала заключительного участка при пробоях вида *В* похоже явно не связан с определенным значением напряжения.

Отметим, что вид *А* формы спада напряжения соответствовал наружным пробоям этой секции, которые, как указано ранее, отмечались отдельно. На рис.2,б ему соответствует и самое высокое значение пробивного напряжения. Виды *Б* и *В* спада напряжения соответствуют внутренним пробоям секции, т.е. пробоям в вакууме.

На рис.2,в представлены осциллограммы пробоев той же секции, но при другой плюсовой полярности импульсов ГИН, при которой экраны поменяли первоначальную полярность. Характер спада напряжения при наружных пробоях и при этой полярности соответствует виду, обозначенно-му нами *А*, т.е. остался таким же, как и при минусовой полярности, а вид вакуумного пробоя соответствует виду, обозначенно-му *Б*. В этом случае после тренировки пробивное напряжение на стороне вакуума стало выше, чем напряжение наружного перекрытия. Поэтому напряжение  $U_{\text{пр}}$ , указанное на рис.2, является напряжением наружных, а не вакуумных пробоев этой секции.

Еще один характерный пример осциллограмм пробоев секций представлен на рис.3. В этом случае пробои при напряжениях, соответствующих пробивным (согласно принятой методике испытаний), при обеих полярностях импульсов ГИН были исключительно вакуумными. При этом значения пробивных напряжений при импульсах различных полярностей оказались отличающимися более, чем на 30% (99 кВ при минусовой полярности импульсов ГИН и 131 кВ при плюсовой полярности). При минусовой полярности импульсов вакуумные пробои были исключительно вида *В*. При плюсовой полярности напряжения вакуумные пробои были обоих видов *Б* и *В*. Наружные пробои опять были только вида *А*. Причины этого рассмотрены далее.

Осциллограммы пробоев остальных (II и IV) секций по виду подобны приведенным на рис.2,3. Они отличались от указанных или соотношением количества пробоев секций в вакууме вида *Б* и *В*, или значением напряжений наружных пробоев секций.

Результаты испытаний всех четырех секций по значениям их пробивных напряжений, определенных по принятой методике испытаний, и места их пробоев при этом [снаружи (Нар) или в вакууме (Вак)] представлены в табл.1.

Из табл.1 следует, что не во всех случаях удалось добиться превышения наружной электрической прочности секций над ее значением на стороне вакуума. Из табл.1 видно, что пробивные напряжения секций в вакууме имеют заметный разброс значений.

Совместное рассмотрение осциллограмм пробоев всех секций исследованной ВДК показало, что наружные пробои секций, которые при настоящей методике испытаний идентифицировались однозначно, стабильно имели один и тот же вид *А* спада напряжения. Осциллограмм со спадом напряжения другого вида при наружных пробоях в настоящих опытах не было. Точно так же и внутренние вакуумные пробои секций стабильно имели спад напряжения вида либо *Б*, либо *В*, и вакуумных пробоев вида *А* в настоящих опытах не было. При этом различному виду спада напряжения при пробоях соответствует и различный вид

Таблица 1  
Пробивные напряжения секций исследованного макета ВДК

Индекс секции	I		II		III		IV	
Полярность импульса	+	—	+	—	+	—	+	—
$U_{\text{пр}}$ , кВ	96	113	106	96	131	99	118	116
Место пробоев	Нар.	Вак.	Вак.	Нар.	Вак.	Вак.	Вак.	Вак.

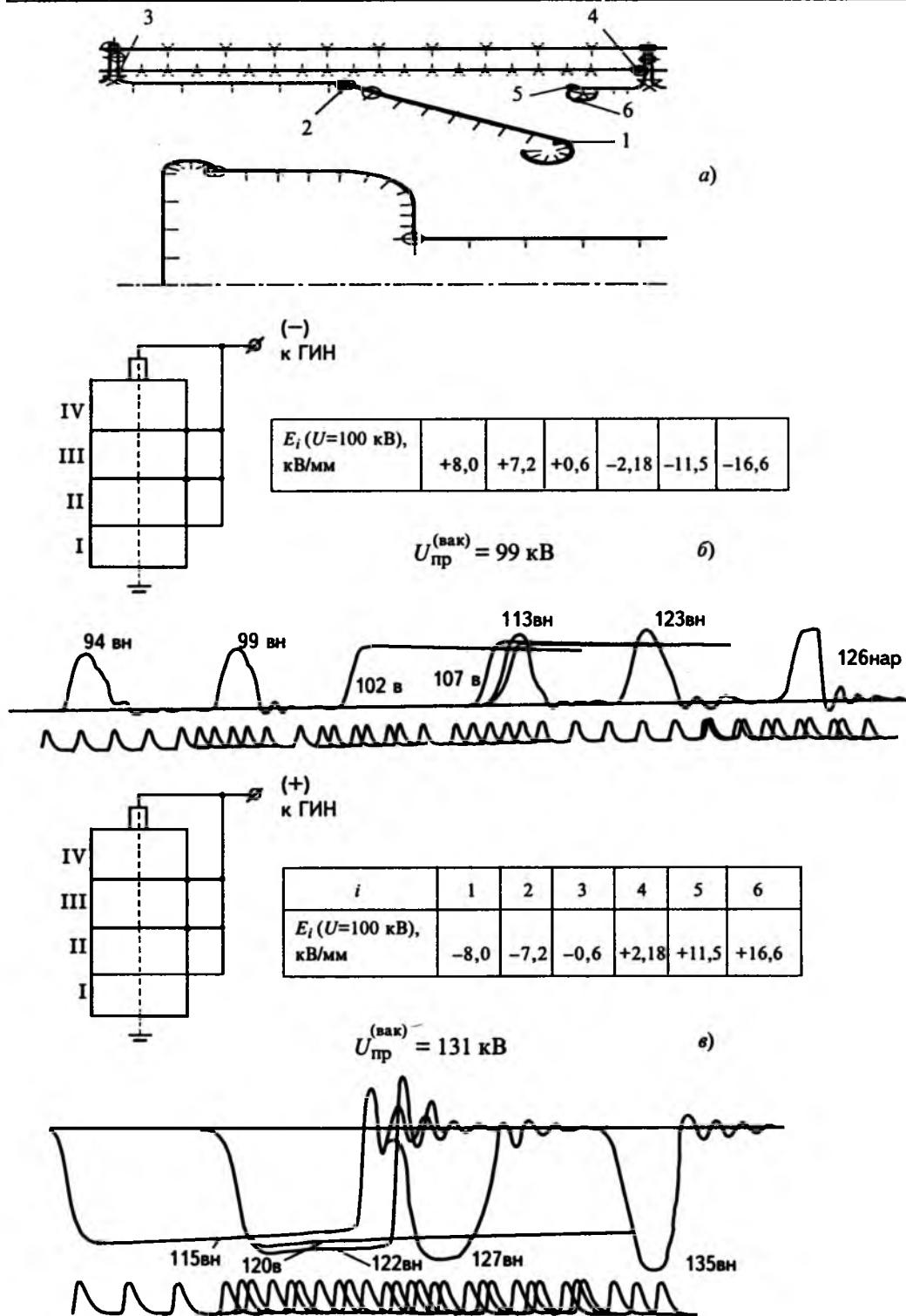


Рис.3. Секция III (обозначения такие же, как на рис.2)

осциллограмм разрядного тока (из-за ограничения размеров статьи эти осциллограммы не представлены). Это, на наш взгляд, позволяет предположить, что осциллограммам с одинаковым видом спада напряжения при пробоях соответствуют принципиально одни и те же места пробоя (например снаружи), а осциллограммам с различным

свойственную только ему пробивную напряженность. Предполагаем также, что основные закономерности пробоев и значения пробивных макронапряженностей и для чисто вакуумных пробоев между экранами, и для пробоев в вакууме вдоль всей поверхности изолятора или с участием поверхности изолятора являются такими же, как ус-

их видом соответствуют различные места пробоев (снаружи или в вакууме, в одном месте электродной системы или в другом), т.е. вид спада напряжения при пробое, в принципе, может служить указателем места пробоя.

Если это так, то два вида осциллограмм пробоев в вакууме свидетельствуют о двух вариантах мест пробоя. И действительно [2], в вакууме в электродных системах с экранированным изолятором, к которым относятся электродные системы секций ВДК, потенциально пробои могут происходить либо по кратчайшему вакуумному зазору между электродами-экранами, либо вдоль всей поверхности изолятора, либо как "комбинированные" пробои (места пробоев *Б* и *В* на рис.2,а), при которых канал разряда проходит частично по одному или двум вакуумным зазорам между электродами-экранами и изолятором и частично вдоль поверхности изолятора. Каждое из этих мест пробоя имеет свое, расположенное на экране-катоде, место инициирования и

тановлены для соответствующих простейших вакуумных промежутков [5—7]. Поэтому, если такие известны, их допустимо использовать и в системах с экранированным изолятором. Из указанных возможных мест пробоя в итоге истинным становится то, для которого напряженность на экране-катоде в месте его инициирования приложенном напряжении оказывается равной или превышающей свойственную ему минимальную пробивную напряженность. При этом за значения пробивных напряженностей для соответствующего потенциального места инициирования пробоев принимаются значения в нем электростатических макронапряженностей при пробивных напряжениях в условиях, когда это место соответствует истинному месту пробоев.

Итак, для определения истинного места пробоев необходимо знать, во-первых, значения макронапряженностей на экране-катоде в местах инициирования пробоев при пробивных напряжениях и, во-вторых, значения для них пробивных макронапряженностей. Первые определены по значениям пробивных напряжений, приведенным в табл.1, и по результатам расчета электростатических полей в соответствии со схемами соединений при испытаниях данной секции. Результаты сведены в табл.2.

В табл.2 у всех секций места инициирования пробоев, расположение которых определялось согласно [2], сгруппированы по единству присущих им мест пробоя. При этом во всех секциях места инициирования чисто вакуумных пробоев между экранами обозначены индексами 1 или 6, пробоев вдоль всей поверхности изолятора — 3 или 4, комбинированных пробоев — 2 или 5. В последней строке таблицы, из-за отсутствия более точных сведений, в качестве ориентировочных приведены определенные в [2] на основании экспери-

ментальных данных диапазоны разброса значений пробивных макронапряженностей  $E_{\text{пр}}$  в местах инициирования пробоев, соответствующих указанным местам пробоев. Указанные в скобках коэффициенты  $K_{ki}$  вычислялись следующим образом:  $K_{ki} = E_{ki} / E_{\text{min}}$ , где  $E_{ki}$  — указанное в табл.2 значение напряженности;  $E_{\text{min}}$  — приведенное в последней строке табл.2 для соответствующего места  $i$  минимальное значение  $E_{\text{пр}}$ : для мест 1 и 6 равное 27 кВ/мм; для мест 2 и 5 — 9 кВ/мм; для мест 3 и 4 — 2,7 кВ/мм.

Из табл. 2 следует, что во всех случаях пробоев внутри ВДК только в местах инициирования комбинированных пробоев, обозначенных индексами 2 и 5, напряженность достигала значений, превышающих ориентировочное минимальное пробивное значение (около 9 кВ/мм), т.е. такие места могли быть местом пробоев секций в вакууме. В двух других потенциальных местах инициирования пробоев напряженности при пробивных значениях напряжения были меньше, чем ориентировочные минимальные пробивные значения для них, и имели при этом многократный разброс значений (в местах инициирования чисто вакуумных пробоев примерно от 8 до 19 кВ/мм; в местах инициирования пробоев вдоль всей поверхности изолятора примерно от 0,7 до 2,2 кВ/мм). Это служит основанием для исключения потенциальных мест пробоя, соответствующих таким напряженностям в месте их инициирования, из числа истинных мест пробоя. В случае наружных пробоев ни в одном из потенциальных мест инициирования вакуумных пробоев напряженность не достигала значений, равных их минимальным пробивным значениям, т.е. вакуумных пробоев согласно этому в этих случаях и не должно быть.

Таким образом, из табл.2 следует, что местом пробоев в вакууме у всех секций было место их

Таблица 2  
Напряженности  $E_{\text{ki}}$  (кВ/мм) и (коэффициенты  $K_{ki}$ ) на катоде при пробивных напряжениях  
в потенциальных местах инициирования пробоев

Секция	Полярность импульса	Индекс $i$ потенциального места инициирования пробоя			Место пробоя
		1 и 6	2 и 5	3 и 4	
I	+	-7,76 (0,29)	-6,6 (0,73)	-1,5 (0,56)	Снаружи
	-	-12,2 (0,46)	-12,9 (1,43)	-1,13 (0,42)	
II	+	-18,7 (0,7)	-12,1 (1,34)	-1,8 (0,67)	Внутри
	-	-10,6 (0,4)	-7,7 (0,86)	-0,67 (0,25)	
III	+	-10,5 (0,4)	-9,4 (1,04)	-0,8 (0,3)	Внутри
	-	-16,6 (0,62)	-11,4 (1,27)	-2,16 (0,8)	
IV	+	-15,6 (0,59)	-11,6 (1,29)	-0,84 (0,31)	Внутри
	-	-9,5 (0,36)	-9,3 (1,03)	-2,1 (0,78)	
$E_{\text{пр}}$ , кВ/мм		26,6—36,6	9,0—16,5	2,7—7,7	Внутри

комбинированных пробоев. При этом в истинных местах инициирования пробоев коэффициенты  $K_{ki} \geq 1$  (что подтверждает сказанное ранее), а в остальных потенциальных местах инициирования пробоев их значение всегда меньше единицы. Следовательно истинное место инициирования пробоев в вакууме определяется, по существу, не по абсолютному значению напряженности, а по ее относительному значению, характеризуемому коэффициентами  $K_{ki}$ . Таким местом может являться лишь то, у которого значение  $K_{ki} \geq 1$ .

Покажем, что определенному таким способом месту инициирования вакуумных пробоев секций не противоречат ни предположение о двух его местах, ни вид осциллограмм их пробоев.

Во-первых, комбинированные пробои действительно имеют два подварианта. Например, для случая рис.2,б при одном подварианте (на рис.2,а он обозначен индексом *B*) канал разряда от точки 5 на экране-катоде идет через вакуумный промежуток к поверхности изолятора и затем к аноду только вдоль поверхности изолятора к точке 3 — месту соединения изолятора и анода, т.е. к месту инициирования при другой полярности напряжения пробоев вдоль всей поверхности изолятора. В этом же случае при другом подварианте места пробоя (на рис.2,а он обозначен индексом *B*), но, соответственно, при том же месте его инициирования и при таком же, как при первом подварианте, начальном его участке канал разряда в последующем от некоторого промежуточного места *N* поверхности изолятора отходит от нее и идет к аноду опять через вакуумный промежуток, в этом случае к точке 2 на поверхности анода, т.е. опять к месту инициирования при другой полярности напряжения, но теперь комбинированных пробоев. Таким образом, эти два подварианта осуществления комбинированного пробоя при одном и том же месте их инициирования на самом деле отличаются и местами пробоя, и количеством вакуумных промежутков в их каналах разряда, т.е. одно место инициирования и два места пробоя в указанном случае вполне возможны.

Во-вторых, из единства места инициирования и двух подвариантов места пробоев следует возможность равенства значений пробивных напряжений и общность вида начальной части спада напряжения, которые свойственны вариантам *B* и *B* вакуумных пробоев секций.

В третьих, наличием перехода канала разряда от поверхности изолятора в вакуумный промежуток и вероятностным характером момента этого перехода при месте пробоев *B* (которые отсутствуют при месте пробоев *B*) вполне объясняются:

— появление дополнительных изменений скорости спада напряжения, которые наблюдаются

при пробоях вида *B* и отсутствуют при виде *B*;

— наличие при пробоях вида *B* нерегулярных колебаний разрядного тока в начальной стадии его протекания;

— отсутствие прямой связи между значением напряжения и моментом начала заключительного участка кривой спада напряжения при пробоях вида *B*;

— соответствие преимущественного варианта места пробоев либо *B*, либо *B*, как и ожидалось, тому из двух мест перехода канала разряда на анод, у которого меньше разница между абсолютными значениями пробивных напряженностей для этого места и электростатическими макронапряженностями, соответствующими полученному пробивному напряжению.

Последнюю связь подробнее проиллюстрируем с помощью табл.3, составленной на основании табл.1, 2 и рис. 3.

В последней строке табл.3 представлены коэффициенты  $K_{ai}$ , являющиеся отношением напряженностей  $E_{ai}$  на аноде в местах возможного прихода к нему канала разряда к минимальным значениям пробивных напряженностей для этих мест  $E_{i\min}$ , которые взяты из последней строки табл.2.

Из табл.3 следует, что при минусовой полярности импульсов ГИН в обоих возможных местах прихода канала разряда на анод коэффициенты  $K_{ai}$  были меньше единицы. Однако в месте 2 значение  $K_{a2}$  было в 4 раза больше, чем  $K_{a3}$  в месте 3. Как видим, в этом случае все пробои оказались соответствующими месту 2 (место пробоев *B*), и пробоев, соответствующих месту 3 (место пробоев *B*), не было совсем. В свою очередь, когда оба значения  $K_{ai}$  были больше единицы, как в местах 4 и 5 при плюсовой полярности импульсов ГИН, возможными оказались оба места про-

Таблица 3  
Место пробоев и напряженности  $E_{ai}$  на аноде в возможных местах прихода канала разряда на анод (секция III)

Полярность импульса ГИН	—	+		
Пробивное напряжение $U_{\text{пр.}}$ , кВ	99	131		
Пробивная напряженность, кВ/мм	— 11,4	—9,4		
Индекс места пробоя	<i>B</i>	<i>B</i> и <i>B</i>		
Индекс <i>i</i> возможного места прихода канала разряда на анод	2	3	4	5
Напряженность $E_{ai}$ в месте <i>i</i> на аноде при $U = U_{\text{пр.}}$ , кВ/мм	+7,18	+0,6	+2,85	+15
$K_{ai} = E_{ai} / E_{i\min}$	0,8	0,2	1,06	1,7

боев, т.е. напряженность на аноде все же, в свою очередь, влияет на место пробоя, определяя место прихода канала разряда на него. Канал разряда идет или всегда к одному месту на аноде – тому, у которого многократно больше значение  $K_{ai}$ , или (когда эти коэффициенты у каждого из этих мест имеют относительно близкие значения) то к одному, то к другому из них, но преимущественно к месту с большим значением  $K_{ai}$ .

Таким образом, осцилограммам пробоев видов *Б* и *В* вполне может соответствовать одно место их инициирования и два места пробоев, а их внешнее отличие и преимущество в количестве одного или другого вида осцилограмм полностью корреспондируют с необходимыми условиями возникновения пробоев, присущими тому или иному из этих мест. Не только место инициирования пробоя на катоде, но и место прихода канала разряда на анод (т.е. соответственно начало и конец канала разряда) являются зависящими от напряженностей в потенциальных местах инициирования пробоев, но не непосредственно от абсолютных значений этой величины, а от определяемых ею коэффициентов. Эти коэффициенты представляют собой отношение значения электростатической напряженности при приложенном (пробивном) значении напряжения в каждом таком (особом) месте к минимальному значению пробивной напряженности для этого места. При этом канал разряда будет иметь начало в том из особых мест на катоде, у которого значение этого коэффициента равно единице или превышает ее, а его конец будет преимущественно в том особом месте на аноде, у которого аналогичный коэффициент имеет большее значение по сравнению с другими особыми местами.

## Выводы

1. Прогнозировать возможность вакуумных пробоев секций и определять их место можно по значению электростатической макронапряженности в потенциальных местах инициирования вакуумных пробоев, соответствующих значениям прикладываемых напряжений, и при известности значений пробивных напряженностей для этих мест.

2. Местом вакуумных пробоев всех секций исследованного макета ВДК были места так называемых комбинированных пробоев, при которых канал разряда проходит по участкам с различны-

ми изоляционными средами, которыми являются один или два вакуумных пространства между экранами и изолятором и часть поверхности изолятора. При этом расчетные пробивные значения макронапряженностей в месте их инициирования составляли от 9,3 до 12,9 кВ/мм. При напряженностях в этих местах меньше 8 кВ/мм в настоящих опытах вакуумные пробои секций не наблюдались.

3. Значения пробивных макронапряженностей в месте инициирования комбинированных пробоев, полученные в настоящей работе в условиях, полностью соответствующих реальным, могут представлять несомненный практический интерес, поскольку конфигурация экранной системы секций исследованного макета ВДК принципиально не отличается от таковых в большинстве выпускаемых различными фирмами серийных ВДК.

4. Установлена корреляция между видом осцилограмм спада напряжения при пробоях и местом пробоя, что позволяет по виду осцилограмм, как минимум, судить о наличии нескольких мест пробоя и, как максимум, даже о самих местах пробоев. В работе определены качественные признаки спада напряжения, соответствующие наружным пробоям и двум разновидностям комбинированных пробоев.

*Автор благодарит А.А.Перцева за помощь и участие в проведении настоящих испытаний и за критические замечания по тексту статьи.*

## Список литературы

1. Takahashi H., Shioiri T., Matsumoto K. Effekt of dielectric materials on surface breakdown in vacuum and analusis by electron trajectory simulation // IEEE Trans. EI. 1985. Vol. 20, № 4. P. 527—531.
2. Рыльская Л.А. Определение места пробоя в электродных системах с экранированным изолятором в вакууме// Электротехника. 2001. № 3. С. 7—12.
3. Лукацкая И.А. Влияние конструкции экранов на характеристики вакуумных дугогасительных камер // Электротехника. 1971. № 8. С. 47—50.
4. Филиппов А.А. Программа расчета электрических полей Axial. 2000.
5. Сливков И.Н. Электроизоляция и разряд в вакууме. М.: Атомиздат, 1972.
6. Anderson R.A., Brainard J.P. Mechanism of pulsed surface flashover involving electron-stimulated desorption // J. Appl. Phys. 1980. Vol. 51, № 3. P. 1414—1421.
7. Wetzer J.M. Vacuum insulator flashover. Mechanismus, diagnostics and design implications // XYII-th ISDEIV. Berkley, 1996. P. 449—458.

# Способ определения полных проводимостей изоляции фаз сети относительно земли под рабочим напряжением 6–10 кВ

ШАЯКБЕРОВ Н.Ш., АКИМОВ А.М., АФАНАСЬЕВ Д.Н.

*Описан способ, позволяющий с достаточной для практики точностью определять параметры изоляции отдельных фаз сети относительно земли, с использованием имеющихся на главных понизительных подстанциях измерительных приборов и аппаратов.*

В системе электроснабжения РФ получили широкое распространение распределительные сети напряжением 6–10 кВ, характеризующиеся частыми отказами. Протяженность их составляет около 3 млн. км [1,2]. Научно-технический прогресс за последние десятилетия мало коснулся их. До сих пор понижающие трансформаторы 6/0,4 кВ, в основном, защищены с высокой стороны открытыми плавкими вставками или предохранителями, подобранными часто не расчетным путем, а из наличного материала. Для защиты от однофазных замыканий на землю используются устройства контроля изоляции, представляющие собой три вольтметра, включенные к вторичным обмоткам измерительного трансформатора напряжения (ТН). При замыкании какой-либо фазы сети на землю напряжение вольтметра поврежденной фазы становится равным нулю, а двух других – линейному напряжению.

Отыскание линий с замкнувшейся на землю фазой осуществляют поочередным отключением отходящих фидеров.

При замыкании фазы на землю через перемежающуюся дугу в обмотках высшего напряжения ТН возникают токи, значительно превышающие nominalnyy tok [2], и, если повреждение не устраняется в течение 4–5 ч после замыкания, обмотка трансформатора выгорает. Частые замыкания на землю в сельских сетях, а также в сетях нефтегазодобывающей отрасли привели к тому, что ТН стали дефицитом. В результате имеются сети, которые эксплуатируются без общей сигнализации от однофазных замыканий на землю, т.е. без "контроля изоляции" [2].

Десятки лет специалисты ищут пути защиты ТН, используемых как фильтры напряжения нулевой последовательности (ФННП), от выхода из строя при замыкании на землю, но до настоящего времени хорошего решения не найдено [2–5]. Очевидно перспективным следует считать освобождение ТН от функции ФННП, разземлив нейтраль его первичной обмотки. А для контроля изоляции необходимо применять новые решения, например, аналогичные описанным в [2,6].

Следует отметить, что "контроль изоляции" сети путем измерения напряжения смещения ней-

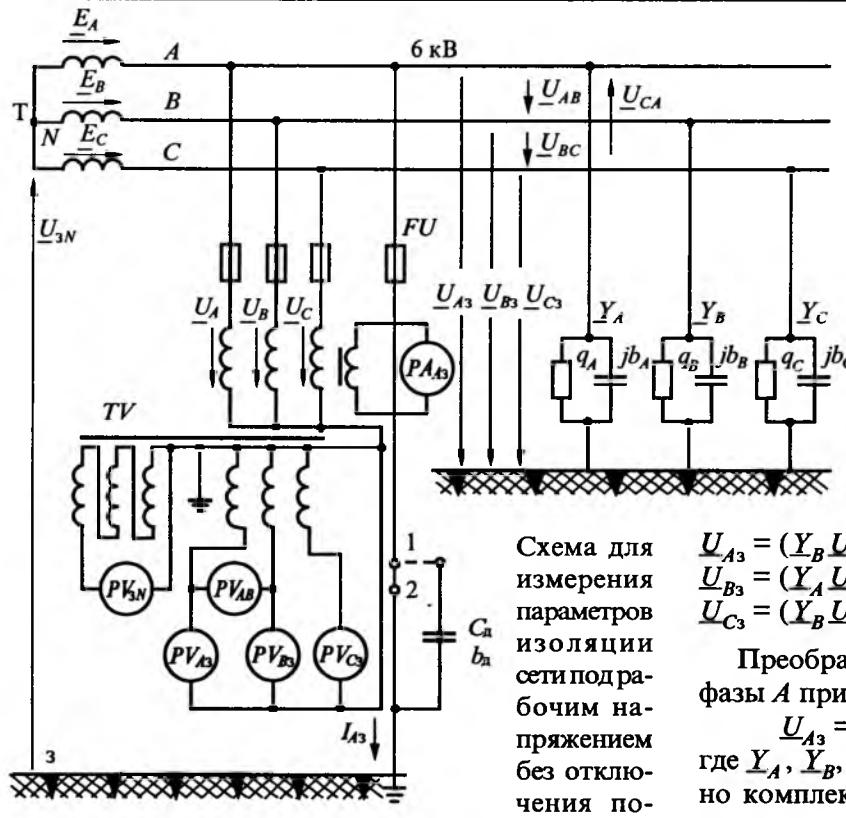
трали источника питания относительно земли вольтметром, включенным в обмотку разомкнутого треугольника, или тремя вольтметрами, включенными между фазами и нейтралью вторичной обмотки ТН, свидетельствует прежде всего о том, имеется в сети соединение какой-либо фазы с землей или нет и совершенно не говорит о параметрах изоляции сети относительно земли, которые следует контролировать.

Вольтметр может показать "землю" и при отсутствии замыкания на землю, например, при разрыве фазы в цепи между ТН и силовым трансформатором, так как ТН включается по схеме ФННП.

В технической литературе без каких-либо обоснований принято считать, что при нормальном рабочем режиме в сетях 6–10 кВ по фазам проходят только токи нагрузки и емкостные токи, обусловленные равномерно распределенными по длине проводов емкостями фаз относительно земли. При этом активными сопротивлениями линий относительно земли пренебрегают, полагая, что они ничтожно малы по сравнению с емкостными сопротивлениями [2,7,8].

С такими утверждениями не согласуются следующие данные. При исследовании параметров изоляции электрических сетей карьеров предприятий цветной металлургии [9] установлено, что для сетей 6 кВ Джесказганского ГМК характерен устойчивый уровень активного сопротивления изоляции в диапазоне 4–12 кОм. В электрических сетях 6–35 кВ горнопромышленных комплексов Якутии [9,10] было выявлено, что активная составляющая тока однофазного замыкания на землю находится в пределах 0,2–0,33 от емкостной составляющей.

Отсутствие данных о количественных показателях параметров изоляции относительно земли в сетях напряжением 6–10 кВ тормозит дальнейшее развитие релейной защиты. Выпускаемые промышленностью устройства направленной защиты от однофазных замыканий на землю типа ЗЗП-1 не нашли широкого использования, так как построены без учета наличия в защищаемых ими линиях несимметрии активных проводимостей изоляции фаз. Это обстоятельство является одной



## Схема для измерения параметров изоляции сети под рабочим напряжением без отключения потребителей

из причин, вызывающих ложные неселективные срабатывания ЗЗП-1.

О состоянии изоляции в электроустановках выше 1000 В судят по результатам измерений мегомметрами при снятом рабочем напряжении. Омическое сопротивление элемента или участка цепи, измеренное на постоянном токе почти на порядок выше активного сопротивления изоляции участка цепи, измеренного переменным током под рабочим напряжением [9,11]. Поскольку между проводом линии и землей действует переменное электрическое поле, обуславливающее токи проводимости и смещения относительно земли, зависящие как от значения, так и от продолжительности воздействия приложенного переменного напряжения.

Значительного снижения отказов и аварий в сетях 6–10 кВ очевидно можно добиться путем повышения уровня ремонтно-профилактических работ и применения более эффективных устройств контроля и защиты от однофазных замыканий на землю. Для решения этих задач, на наш взгляд, в первую очередь необходимо расширить исследования состояния изоляции электроустановок на напряжением 6–10 кВ и более углубленно на научной основе исследовать причины отказов линий электропередач и электрооборудования.

В статье предлагается новый способ определения полных проводимостей изоляции отдельных фаз и всей сети относительно земли, который от-

личается от известных [9,11] своей простотой, доступностью и достаточной для практических целей точностью. Он построен на измерении напряжений фаз относительно земли и тока однофазного замыкания имеющимися на подстанции приборами под рабочим напряжением без отключения электроприемников.

В сети с изолированной нейтралью (рисунок) при симметричной системе линейных напряжений вектора напряжений отдельных фаз относительно земли определяются известными из [8] формулами:

$$\begin{aligned} U_{A_3} &= (Y_B U_{AB} + Y_C U_{AC}) / (Y_A + Y_B + Y_C); \\ U_{B_3} &= (Y_A U_{BA} + Y_C U_{BC}) / (Y_A + Y_B + Y_C); \\ U_{C_3} &= (Y_B U_{CB} + Y_A U_{CA}) / (Y_A + Y_B + Y_C). \end{aligned} \quad (1)$$

Преобразование формулы вектора напряжения фазы  $A$  приводит к виду

$$\underline{U}_{A3} = \underline{U}_{AB} (Y_B e^{j\varphi_B} + Y_C e^{j(-\pi/3 + \varphi_C)}) / \underline{Y}_0, \quad (2)$$

где  $Y_A, Y_B, Y_C, Y_0, Y_A, Y_B, Y_C, Y_0$  — соответственно комплексы и модули полных проводимостей изоляции отдельных фаз и всей сети относительно земли;  $\Phi_A, \Phi_B, \Phi_C$  — углы сдвига фаз между векторами напряжения и тока в соответствующих фазах.

зах,  $\Phi_B = \arctg \frac{b_B}{g_B}$ ;  $\Phi_C = \arctg \frac{b_C}{g_C}$ ;  $g_A$ ,  $g_B$ ,  $g_C$ ,  $b_A$ ,  $b_B$ ,  $b_C$  – соответственно активные и емкостные проводимости изоляции отдельных фаз относительно земли;  $U_{AB}$ ;  $U_{BC}$ ;  $U_{CA}$ ;  $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_n$  – соответственно комплексы и модули линейных напряжений.

Найдем модуль вектора напряжения  $U_{A3}$  фазы  $A$  путем преобразования уравнения (2):

$$U_{A3} = \frac{U_1}{Y_0} \sqrt{Y_B^2 + Y_C^2 + 2Y_B Y_C \cos(\pi/3 - \varphi_C + \varphi_B)}. \quad (3)$$

Модули векторов  $U_{B_3}$  и  $U_{C_3}$  будут иметь аналогичную форму и содержание.

Формула (3) может быть положена в основу приближенного способа определения полных проводимостей изоляции относительно земли отдельных фаз сети.

Радикал в числителе формулы (3) может быть заменен выражением  $K_A(Y_B + Y_C)$ , поэтому

$$K_A = \frac{\sqrt{Y_B^2 + Y_C^2 + 2Y_B Y_C \cos(\pi/3 - \varphi_C + \varphi_B)}}{Y_B + Y_C}.$$

В результате преобразования формула для  $K_A$  может быть приведена к виду:

$$K_A = \sqrt{1 - \frac{4}{Y_B/Y_C + 2 + Y_C/Y_B} \sin^2 \left( \frac{\pi/6 - \frac{\Phi_C - \Phi_B}{2}}{2} \right)}. \quad (4)$$

При практическом отсутствии емкости относительно земли, т.е.  $b_0 = \infty$ , формула (4) принимает вид:

$$K_A = \sqrt{1 - \frac{1}{g_B/g_C + 2 + g_C/g_B}}. \quad (5)$$

При изменении  $g_B/g_C$  в пределах от нуля до бесконечности множитель  $K_A$  изменяется в пределах от 1 до 0,866. При существенной емкости электроустановок относительно земли и практическом равенстве емкостей отдельных фаз формула (4) принимает вид:

$$K_A = \sqrt{1 - \frac{4}{\sin \varphi_C / \sin \varphi_B + 2 + \sin \varphi_B / \sin \varphi_C} \times \sin^2 \left( \frac{\pi/6 - \frac{\varphi_C - \varphi_B}{2}}{2} \right)} \quad (6)$$

При изменениях  $\varphi_B$  и  $\varphi_C$  в пределах от  $\pi/2$  до нуля множитель  $K_A$  в (6) изменяется в пределах от 1 до 0,557 и равняется 0,866 при  $\varphi_C = \varphi_B$ .

Замена радикала в числителе формулы (3) его значением с учетом множителя  $K_A$  позволяет выразить напряжения фаз относительно земли формулами:

$$\begin{aligned} U_{A3} &= \frac{U_0}{Y_0} K_A (Y_B + Y_C); \\ U_{B3} &= \frac{U_0}{Y_0} K_B (Y_A + Y_C); \\ U_{C3} &= \frac{U_0}{Y_0} K_C (Y_A + Y_B). \end{aligned} \quad (7)$$

Решая эту систему из трех уравнений относительно проводимостей фаз, получаем:

$$\begin{aligned} Y_A &= \frac{Y_0}{2U_n} \left( -\frac{U_{A3}}{K_A} + \frac{U_{B3}}{K_B} + \frac{U_{C3}}{K_C} \right); \\ Y_B &= \frac{Y_0}{2U_n} \left( \frac{U_{A3}}{K_A} - \frac{U_{B3}}{K_B} + \frac{U_{C3}}{K_C} \right); \\ Y_C &= \frac{Y_0}{2U_n} \left( \frac{U_{A3}}{K_A} + \frac{U_{B3}}{K_B} - \frac{U_{C3}}{K_C} \right). \end{aligned} \quad (8)$$

Учитывая относительно узкие пределы изменения множителя  $K$  при нормальном режиме эксплуатации электроустановки, можно принять  $K_A = K_B = K_C = K$ . Тогда абсолютные ошибки определения проводимостей отдельных фаз относительно земли выражаются формулами:

$$\begin{aligned} \Delta Y_A &= Y_A - \frac{Y_0}{2KU_n} (-U_{A3} + U_{B3} + U_{C3}); \\ \Delta Y_B &= Y_B - \frac{Y_0}{2KU_n} (U_{A3} - U_{B3} + U_{C3}); \\ \Delta Y_C &= Y_C - \frac{Y_0}{2KU_n} (U_{A3} + U_{B3} - U_{C3}), \end{aligned} \quad (9)$$

а алгебраическая сумма абсолютных ошибок – формулой

$$\Delta Y_A + \Delta Y_B + \Delta Y_C = Y_A + Y_B + Y_C - \frac{Y_0}{2KU_n} (U_{A3} + U_{B3} + U_{C3}). \quad (10)$$

Приравнивая к нулю алгебраическую сумму абсолютных ошибок, получаем:

$$K = \frac{Y_0}{2U_n} \frac{U_{A3} + U_{B3} + U_{C3}}{Y_A + Y_B + Y_C}. \quad (11)$$

Отношение геометрической суммы проводимостей фаз относительно земли к арифметической сумме ( $Y_A + Y_B + Y_C$ ) тех же проводимостей с достаточной для практики степенью точности можно принять равным единице. Тогда

$$K = (U_{A3} + U_{B3} + U_{C3}) / 2U_n. \quad (12)$$

Подстановка этих значений  $K$  в выражения (8) дает формулы для определения полных проводимостей изоляции отдельных фаз сети относительно земли:

$$\begin{aligned} Y_A &= Y_0 \frac{-U_{A3} + U_{B3} + U_{C3}}{U_{A3} + U_{B3} + U_{C3}}; \\ Y_B &= Y_0 \frac{U_{A3} - U_{B3} + U_{C3}}{U_{A3} + U_{B3} + U_{C3}}; \\ Y_C &= Y_0 \frac{U_{A3} + U_{B3} - U_{C3}}{U_{A3} + U_{B3} + U_{C3}}. \end{aligned} \quad (13)$$

Измерение напряжений фаз  $U_{A3}$ ,  $U_{B3}$  и  $U_{C3}$  относительно земли производится по схеме (рисунок) при помощи трех вольтметров, включенных во вторичную обмотку трансформатора напряжения  $TV$  между соответствующими фазами и нейтральной точкой. Полная проводимость трех фаз сети  $Y_0$  относительно земли определяется в результате измерения напряжения одной из фаз относительно земли, например  $U_{A3}$  и тока  $I_{A3}$  однофазного замыкания этой же фазы на землю (рисунок) по известной методике [9, 11]:

$$Y_0 = I_{A3} / U_{A3}. \quad (14)$$

Для разделения полной проводимости изоляции сети на активную и емкостную составляющие измеряют дополнительно напряжение фазы по отношению к земле  $U'_{A3}$ , при введенной дополнительной активной  $g_d$  или емкостной  $b_d$  проводимости.

При введении дополнительной активной проводимости суммарную полную проводимость изоляции сети  $Y_\Sigma$  определяют по формуле

$$Y_\Sigma = I_{A3} / U'_{A3} = \sqrt{(g_{iz} + g_d)^2 + b_{iz}^2}. \quad (15)$$

При введении дополнительной емкостной проводимости суммарную проводимость изоляции сети находят по выражению

$$Y_{\Sigma} = I_{A3} / U'_{A3} = \sqrt{g_{iz}^2 + (b_{iz} + b_d)^2}. \quad (16)$$

Совместное решение уравнений (14) и (15) дает выражения для определения активной и емкостной проводимости изоляции при введении дополнительной активной проводимости:

$$g_{iz} = (Y_{\Sigma}^2 - Y_0^2 - g_d^2) / 2g_d; \quad (17)$$

$$b_{iz} = \sqrt{Y_0^2 - g_{iz}^2}. \quad (18)$$

Совместное решение уравнений (14) и (16) дает формулу для определения активной и емкостной проводимости при введении дополнительной емкостной проводимости:

$$b_{iz} = \frac{Y_{\Sigma}^2 - Y_0^2 + b_d^2}{2b_d}; \quad (19)$$

$$g_{iz} = \sqrt{Y_0^2 - b_{iz}^2}. \quad (20)$$

На схеме (рисунок) для введения дополнительной емкостной проводимости разрывают цель между контактами 1-2 и к контакту 1 подключают конденсатор  $C_d$ . Проверка формул (13), (14) в лабораторных условиях показала, что применение их для определения полных проводимостей фаз относительно земли дает ошибку не превышающую 1–6% при различной степени несимметрии проводимостей фаз относительно земли.

Проверка формул (17)–(20) для определения активных и емкостных составляющих полных проводимостей изоляции при тех же условиях дает погрешность до 5–10%, что считается вполне допустимым [9,11].

Таким образом, предлагаемый способ определения полных проводимостей отдельных фаз относительно земли может быть рекомендован для применения при нормальном режиме эксплуатации электроустановок, характеризуемых как симметрией, так и несимметрией напряжений отдельных фаз относительно земли.

#### Список литературы

1. Электротехнический справочник: Т.3, кн.1. М.: Энергоатомиздат, 1988. С. 76.
2. Андреев В.А. Релейная защита и автоматика систем электроснабжения. М.: Высшая школа. С. 208-222.

3. Зихерман М.Х. Повреждение трансформаторов напряжения при дуговых замыканиях на землю в сетях 6–10 кВ//Электрические станции. 1979. № 11. С.65–67.

4. Алексеев В.Г., Дунайцев С.Г., Зихерман М.Х., Ильин В.П. Исследование режимов работы трансформаторов напряжения контроля изоляции в сетях 6–10 кВ//Электрические станции. 1980. № 1. С. 56–59.

5. Желтков Е.А., Дынкин В.Б., Бунин В.Ш. Об опыте предупреждения повреждений трансформаторов напряжения контроля изоляции в сетях 6–10 кВ //Электрические станции. 1992. № 9. С.70–71.

6. Пат. 2126579 РФ. Устройство для контроля и защиты от опасных изменений напряжений в трехфазной сети //Шаякберов Н.Ш., Шаякберов Ш.Ш., Чаронов В.Я., Евсеев А.Н., Шаякберов И.Н.//Открытия. Изобретения. 1999. № 5.

7. Федосеев А.М. Релейная защита электроэнергетических систем. Релейная защита сетей. М.: Энергоатомиздат, 1984. С.115–116.

8. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Стражов С.В. Основы теории цепей. М.: Энергоатомиздат, 1989. С. 182–184; 179–181.

9. Гладилин Л.В., Щуцкий В.И., Бацежев Ю.Г., Чеботаев Н.И. Электробезопасность в горнодобывающей промышленности. М.: Недра, 1977. С. 278–279.

10. Щуцкий В.И., Карелин В.И., Быков Л.П. Параметры относительно земли воздушных распределительных сетей 6–35 кВ горноремесленных комплексов Северо-Востока СССР //Промышленная энергетика, 1974. № 5. С. 18–19.

11. Цапенко Е.Ф., Сычев Л.И., Кулешов П.Н. Шахтные кабели и электробезопасность сетей. М.: Недра, 1988. С. 153–161; 203–208.

**Шаякберов Нияз Шакирович** — доцент кафедры "Электротехника и электроника" Камского политехнического института. Окончил Среднеазиатский политехнический институт. Кандидатскую диссертацию по теме "Исследование и разработка селективных устройств защиты от утечек тока в подземных сетях шахт напряжением до 1000 В" защитил в Московском горном институте в 1967 г.

**Афанасьев Дмитрий Николаевич** — ведущий инженер техотдела ООО "Татнефть-СНЭРС". Окончил Альметьевский нефтяной институт по специальности инженер-электрик в 1997 г.

**Акимов Александр Михайлович** — начальник техотдела ООО "Татнефть-СНЭРС". Окончил МИНХиГП по специальности горный инженер-электрик.

## Электрооборудование для проведения работ в скважинах и интенсификации добычи нефти

МЕСЕНЖНИК Я.З., НОСОВ В.Н., доктора техн. наук, профессора

Одними из самых эффективных методов интенсификации процессов добычи нефти, газа и других полезных ископаемых из скважин являются физико-химические методы<sup>1</sup>, заключающиеся в приложении к пласту, содержащему полезное ископаемое, вибрационного, акустического, термического или термоакустического воздействий в присутствии химического реагента, например соляной кислоты, или без него. Впервые метод акустического воздействия на нефтяные пласты был предложен в США в 1965 г. [1], но до 1981–1985 гг. он широко не применялся в нефтяной промышленности из-за несовершенства аппаратуры, и в первую очередь акустических излучателей, выполняемых в основном из пермандюра К49Ф. В СССР такая аппаратура была разработана в Москве во ВНИИ ядерной геофизики и геохимии под руководством проф. О.Л.Кузнецова [2].

Использование этой аппаратуры возможно в двух вариантах:

1) с помощью геофизических груzonесущих (каротажных) кабелей, обычно применяемых для проведения геофизических и вспомогательных работ в бурящихся и эксплуатационных скважинах;

2) с применением низкоомных силовых кабелей, обычно применяемых для электропитания установок погружных электроцентробежных нефтенасосов.

Интенсификация добычи и транспортировки нефти, особенно в районах с низкой осенне-зимней температурой, может осуществляться также с помощью нагревательных кабелей и проводов.

Рассмотрим вопросы, связанные с кабелями, более подробно.

**Геофизические кабели.** В настоящее время геофизические кабели выпускаются в основном фирмами США («Атеграф»,), Франции («Vektor Cable»), России ( заводы в Пскове, Подольске, Перми, Магнитогорске), Узбекистане ( завод «Узбеккабель»). Геофизические груzonесущие кабели, выпускаемые в СНГ, имеют наружный диаметр и массу больше, чем зарубежные аналоги. В зарубежной геофизической практике широкое применение получили семижильные кабели, обладающие повышенной помехозащищенностью. Эти ка-

бели в настоящее время не выпускаются в СНГ, хотя в 80-х годах изготавливались в г. Ташкенте. Конструкции этих кабелей рассмотрены в [3,4].

Важным условием сохранения работоспособности груzonесущих электрометрических кабелей в процессе эксплуатации является стабильность характеристик их брони, состоящей из двух повивов стальных проволок круглого сечения. Интенсивный абразивный износ брони при эксплуатации кабелей приводит к довольно быстрой деградации ее основных характеристик, особенно в глубоких и наклонных скважинах. Присутствующие в буровых растворах сероводород и сульфиды щелочных металлов ускоряют коррозионный износ брони. Частые спуско-подъемы геофизических кабелей способствуют появлению обусловленной трением фреттинг-коррозии брони. Профилирование проволок брони перед их наложением на кабель приводит к появлению остаточных напряжений, которые способствуют увеличению анодной поляризуемости и ускорению электрохимического растворения металла. Скорость уменьшения разрывной прочности проволок брони  $\sigma_{bt}$  можно представить как механический показатель коррозионного процесса  $K_\sigma$ . В случае асимптотически приближающейся к равномерной во времени коррозии брони

$$K_\sigma = \Delta \sigma_{bt} \tau^{-1}, \quad (1)$$

где  $\Delta \sigma_{bt} = \sigma_{b0} - \sigma_{bt}$ ;  $\sigma_{b0}$  — разрывная прочность проволок брони до погружения кабеля в скважину ( $\tau = 0$ );  $\sigma_{bt}$  — то же после эксплуатации за время  $\tau$ . Если принять с учетом коррозионного процесса

$$\sigma_{\text{доп}} = 0,7 \sigma_{bt} = 0,7(\sigma_{b0} - \Delta \sigma_{bt}), \quad (2)$$

то видно, что с увеличением времени эксплуатации  $\tau$   $\sigma_{\text{доп}}$  непрерывно уменьшается, что связано с непрерывным увеличением  $\Delta \sigma_{bt}$ .

В случае нелинейной зависимости  $K_\sigma = f(\tau)$

$$\sigma_{\text{доп}} = 0,7 \left[ \sigma_{b0} - \int_0^\tau K_\sigma(\tau') d\tau' \right]. \quad (3)$$

Значения  $\Delta \sigma_{bt}$  (МПа) при разных  $\tau$  существенно возрастают с увеличением концентрации в скважинной жидкости сероводорода.

Из изложенного очевидна необходимость эффективной защиты брони от абразивного и коррозионного воздействий.

<sup>1</sup> Здесь не рассматриваются другие методы увеличения дебита скважин, в частности при помощи взрывов.

Наиболее доступным и легко осуществимым направлением модернизации груzonесущих электротелеметрических кабелей является применение полимерного протектора поверх наружного повива проволочной брони, что приводит к разделению функций груzonесущего элемента и истираемого тела, сохранению несущих свойств сталепроволочной брони в процессе эксплуатации, замене абразивного износа брони на усталостный износ протектора. Полимерный протектор способствует увеличению механической напряженности в обычно недогруженном наружном повиве брони, что влечет за собой принципиальную возможность достижения равнонапряженности повивов брони:

$$\sigma_1/\sigma_2 = P_1 \sin \alpha_1 F_{n1}/(P_2 + \Delta P) \sin \alpha_2 F_{n1} = 1, \quad (4)$$

где  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $F_{n1}$ ,  $F_{n2}$ ,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  – соответственно, осевые нагрузки на повивы брони, площади поперечного сечения и углы подъема винтовой линии проволок повивов брони;  $\Delta P$  – приращение механической напряженности во втором (наружном) повиве брони, обусловленное действием полимерного протектора при перегибах кабеля.

Кабели со сплошным полимерным протектором поверх брони были разработаны в ТашНИКИ под научным руководством первого из авторов в 1972 г. Зарубежные аналоги таких кабелей отсутствуют. Достаточно длительная (1973–1982 гг.) эксплуатация этих геофизических трехжильных кабелей (КГЗ-59-90 ПО) с протектором из полиэтилена высокой плотности в наиболее жестких условиях Западной Сибири полностью подтвердила корректность принятых технических решений. В зависимости от призабойной температуры в скважине протектор может выполняться из полиэтилена высокой плотности (ПЭВП), модифицированного полиуретана, фторлонов и т.д. Такие кабели могут найти широкое применение в фонтирующих скважинах с лубрикаторами, в скважинах, содержащих сероводород, а также в горизонтальных скважинах.

Груzonесущие геофизические кабели могут быть как общего назначения (обозначение – КГ), так и специального (например, кабели КГ1К, КГЗК – кабели геофизические груzonесущие с, соответственно, 1 и 3 коаксиальными парами; кабель КГЛ – кабель геофизический груzonесущий для работы через лубрикатор; кабель КГС – кабель геофизический для свабирования; кабель КГЖ – кабель геофизический груzonесущий повышенной жесткости; кабель КГСВ – кабель груzonесущий, стойкий к действию сероводорода). Перечисление типов специальных исполнений груzonесущих геофизических кабелей показывает, что по разнообразию этих кабелей, выпускаемых в России, мы постепенно приближаемся к лучшим зарубежным заводам, на которых выпускается не-

сколько десятков типоразмеров геофизических кабелей. Эта тенденция характерна и для применяемых материалов (полиэтилен высокой плотности для кабелей термостойкостью –  $T \leq 100^\circ\text{C}$ , сополимер пропилена –  $T \leq 130^\circ\text{C}$ , блоксополимер пропилена с этиленом –  $T \leq 150^\circ\text{C}$ , фторопласти-40 и 4МБ –  $T \leq 200^\circ\text{C}$ , фторопласт-50 –  $T \leq 250^\circ\text{C}$ ).

Определенное разнообразие существует и в конструкциях токопроводящих жил отечественных груzonесущих геофизических кабелей. Эти жилы могут состоять из медных гибких проволок или иметь в своей конструкции медные и стальные проволоки [5]. В последнем случае существуют проблемы, связанные с определением параметров передачи кабелей, особенно при повышенных температурах. В частности, это относится к суммарному значению активного сопротивления жилы  $R_{al}$ . При нахождении кабеля в скважине

$$R_{al} = \int_0^L dR_a, \quad (5)$$

где  $L$  – глубина погружения кабеля в скважину.

Интегральное значение сопротивления медной проволоки (Ом) диаметром  $d$  (см)

$$R_{al} = [K_{ct}(R_a) 0,632/d] \int_0^L \sqrt{f} \rho_n (1 + TK_{\rho} k_t l) dl = \\ = K_{ct}(R_a) 13,9 \sqrt{f [(1 + 0,004 k_t L)^{3/2} - 1]} / (k_t d), \quad (6)$$

где  $K_{ct}(R_a)$  – коэффициент, характеризующий изменение (увеличение)  $R_a$  в процессе эксплуатации вследствие термического окисления токопроводящей жилы;  $f$  – частота, Гц;  $\rho_n$  – удельное сопротивление меди при  $20^\circ\text{C}$ ;  $TK$  – температурный коэффициент удельного сопротивления;  $k_t$  – геотермический градиент скважины,  $^\circ\text{C} \cdot \text{см}^{-1}$ .

Формула (6) дает весьма точные результаты в области радиочастот, в том числе для многопроволочных жил – при умножении результата на число проволок  $m$ .

Для случаев, когда возможна линейная аппроксимация зависимости относительной магнитной проницаемости от температуры  $\mu_k = f(T)$  ферромагнитного элемента, интеграл (5) решается в элементарных функциях. При  $\rho_n = 0,19 \text{ мкОм} \cdot \text{м}$ ,  $TK_{\rho} = 0,006^\circ\text{C} \cdot \text{см}$ :

$$R_{al} = [K_{ct}(R_a) 0,28 \sqrt{af^{(1-n)}} / d] \{ (L/2 - 458/k_t) \times \\ \times \sqrt{150 + 0,825 k_t L - 0,00045 k_t^2 L^2} + 1250/k_t \times \\ \times [\arcsin(0,0009 k_t L - 0,825) / 0,975 - \arcsin(-0,85)] - \\ - 5600/k_t \}. \quad (7)$$

Угол, вычисляемый по выражению в квадратных скобках, должен быть в радианах:

$A = \pi A^\circ / 180^\circ$ , где  $A^\circ$  – угол, градусы;  $a, n$  – постоянные, зависящие от частоты (например, при  $f = 15,9 \div 159$  Гц  $a = 26071, n = 0,95$ ; при  $f = 1,59 \div 1590$  Гц  $a = 2849, n = 0,496$ , и т.д.).

В случае нелинейной, в частности экспоненциальной, зависимости  $\mu_r = f(T)$ , решение интеграла (5) в элементарных функциях получить не удастся. Решение интеграла может быть получено с помощью ЭВМ или приведением к табулированным интегралам вероятностей. Для случая  $TK\mu_r < 0$

$$R_{al} = [1,59K_{ct}(R_a)\sqrt{af^{(1-n)}}/d] \left\{ [(-2\sqrt{\rho_n}/TK\mu_r k_t) \times \exp(-TK\mu_r T_n/2)] [\sqrt{1+TK\rho k_t L} \exp(-TK\mu_r k_t L/2) - 1 - \sqrt{2\pi TK\rho/TK\mu_r} \exp(-TK\mu_r/2TK\rho)] \times \times [\Phi(\sqrt{TK\mu_r/TK\rho}) - \Phi(\sqrt{TK\mu_r(1+TK\rho k_t L)/TK\rho})] \right\}. \quad (8)$$

При нахождении кабеля в скважине каждая его точка имеет свою температуру. В установившемся тепловом режиме

$$T_1 = T_n + k_t l. \quad (9)$$

Общее активное сопротивление жилы может быть получено из выражения

$$R_{a\Sigma} = R_{al} \int_0^L dR_{jk,1}; \quad (10)$$

$$R_{a\Sigma} = R_{al} \int_0^L (1 + TKR_{jk} k_t l) dl = K_0 \sqrt{f} / 12d [(1 + TKR_{jk} k_t L)^2 - 1] / 2TKR_{jk} k_t, \quad (11)$$

где  $K_0$  – поправочный коэффициент<sup>2</sup>.

Активное сопротивление жилы связано с ее собственной индуктивностью  $L'_{dl}$  соотношением:

$$R_{al} = [K_{ct}(R_a)/K_{ct}(L_d)] 63,2 f L'_{dl}, \quad (12)$$

где  $K_{ct}(L_d)$  – коэффициент обусловленного эксплуатацией изменения значения  $L'_{dl}$ .

Отсюда

$$L'_{dl} = K_{ct}(L_d) R_{al} / [63,2 f K_{ct}(R_a)]. \quad (13)$$

Выражение для  $L'_{dl}$  (Гн) содержит (как и выражение для  $R_{al}$ ) табулированные функции Лапласа  $\Phi(Z)$  и для проволок из стали У9 в температурном интервале 120–300°C ( $TK\mu_r = 0,009^\circ\text{C}^{-1}$ ,  $TK\rho = 0,006^\circ\text{C}^{-1}$ ,  $\rho_n = 0,19 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ ) имеет вид:

$$L'_{dl} = 1/(100d\sqrt{f}) \int_0^L \sqrt{\mu_r(T)\rho(T)} dl = 1/(100d\sqrt{f}) (198/k_t) \times \times \exp[0,75(1-0,006T_n)][0,3878 - \Phi(\sqrt{7,9L})] - (222/k_t) \times \times \exp[0,75(1-0,006T_n)][\sqrt{L} \exp(-3,95L) - 0,2] = = (50d\sqrt{f}k_t)^{-1} \{122[0,3878 - \Phi(\sqrt{7,9L})] - - 137[\sqrt{L} \exp(-3,95L) - 0,2]\}. \quad (14)$$

<sup>2</sup> Значения  $K_0$  в зависимости от конструкции жилы, степени окисления её проволок, отношения шага скрутки к диаметру проволок и других факторов колеблются в диапазоне 1–6.

В табл. 1, 2 приведены значения  $R_{al}$  и  $L'_{dl}$  и вычисленные коэффициенты  $K_{ct}(R_a)$  и  $K_{ct}(L'_{dl})$  при  $f = 10^3$  Гц для геофизических кабелей с медными и сталемедными жилами.

В приведенных в табл. 2 данных время эксплуатации кабеля до начала измерений составляло 225 ч (скважина 4, Тергаучи).

Емкость коаксиала при нахождении кабеля в скважине с изменяющимися по ее глубине температурой и гидростатическим давлением жидкой среды может быть получена из известной формулы

$$C_L = \frac{K_3 K_{ct}(C) L \epsilon_{rh} [2 \pm L(PK\epsilon_r \rho' \pm TK\epsilon_r k_t)]}{36 \ln \frac{K_1 D}{K_{1*} d}}, \quad (15)$$

Таблица 1  
Значения  $K_{ct}(R_a)$

L, м	$R_{al}$ , Ом		$K_{ct}(R_a)$	Примечание
	Расчет	Эксперимент		
Кабель с медной жилой 7 м-0,35				
1000	29,92	35,51	1,086	До начала измерений общее время эксплуатации кабеля составило 225 ч (скважина 4, Тергаучи)
2000	64,35	68,60	1,066	
3000	108,75	111,36	1,024	
4000	159,20	160,80	1,010	
5000	219,40	223,40	1,018	
Кабель со сталемедной жилой 1 м-0,68+7ст-0,5				
1000	37,29	45,40	1,217	До начала измерений общее время эксплуатации кабеля составило 195 ч (скважина 17, Хартун)
2000	82,37	92,00	1,117	
2500	110,80	123,50	1,115	
2700	114,44	132,80	1,116	

Таблица 2  
Значения  $K_{ct}(L'_{dl})$

L, м	$L'_{dl}$ , мГн		$K_{ct}(L'_{dl})$	Примечание
	Расчет	Эксперимент		
Цепь жила-жила трехжильного кабеля				
1000	1,13	1,32	1,168	
2000	2,28	2,65	1,162	
3000	3,64	4,05	1,113	
4000	5,04	5,82	1,155	
5000	6,24	7,61	1,220	
Цепь жила-броня трехжильного кабеля				
1000	1,95	1,69	0,867	Без учета шунтирования брони
2000	4,02	3,61	0,898	бровым раствором (броня-электрически изолированная линия)
3000	5,52	5,22	0,946	
4000	7,15	6,98	0,976	
5000	8,80	8,70	0,987	
1000	1,43	1,698	1,181	С учетом шунтирования брони
2000	3,11	3,61	1,160	бровым раствором
3000	4,56	5,22	1,145	(броня-электрически изолированная линия)
4000	6,17	6,98	1,131	
5000	7,80	8,70	1,115	

где  $K_3$  – коэффициент, зависящий от формы обратного провода коаксиала;  $K_{ct}(C)$  – коэффициент, учитывающий изменение  $C$  при старении изоляции кабеля во время эксплуатации;  $L$  – глубина погружения кабеля в скважину, км;  $\epsilon_{rh}$  – значение диэлектрической постоянной материала изоляции при нормальной температуре;

$PK\epsilon_r = \frac{1}{\epsilon_{rh}} \frac{\partial \epsilon_r}{\partial p}$  – барический коэффициент  $\epsilon_r$ , (МПа)<sup>-1</sup>;  $p'$  – плотность скважинной жидкости;

$\text{МПа}\cdot\text{км}^{-1}$ ;  $PK\epsilon_r = \frac{1}{\epsilon_{rh}} \frac{\partial \epsilon_r}{\partial T}$  – температурный коэффициент  $\epsilon_r$ ,  $^{\circ}\text{C}^{-1}$ ;  $K_1$ ,  $K_{1jk}$  – зависящие от  $L$  коэффициенты, учитывающие влияние температуры, гидростатического давления и др. эксплуатационных факторов (ПАВ и др.), на характеристические размеры коаксиала (соответственно, токопроводящей жилы  $d$  и диаметр по изоляции  $D$ ).

Интегральные значения емкости цепей жила-жила трехжильного геофизического кабеля и  $K_{ct}(C)$  приведены в табл.3.

В зависимости от эксплуатационных факторов, в том числе среды,  $K_{ct}(C)$  колеблются от 0,5 до 1,24.

Суммарная проводимость электрической изоляции при переменном токе в общем случае нахождения кабеля в скважине составляет:

$$\sigma_{iz} = \frac{1}{R_{iz}} = \frac{2\pi[\exp(TKR_{iz}k_t \pm PKR_{iz}p') - 1]}{K_{ct}(R_{iz})p_h(TKR_{iz}k_t \pm PKR_{iz}p')\ln \frac{K_{1(T,P)}D}{K_{1jk(T,P)}d}} + \pi f \frac{K_3 K_{ct}(C) L \epsilon_{rh} [2 \pm L(PK\epsilon_r p' \pm PK\epsilon_r k_t)]}{18 \ln \frac{K_{1(T,P)}D}{K_{1jk(T,P)}d}}, \quad (16)$$

где  $TKR_{iz} = \frac{1}{R_{iz,h}} \frac{\partial R_{iz}}{\partial T}$ ,  $PKR_{iz} = \frac{1}{R_{iz,h}} \frac{\partial R_{iz}}{\partial P}$  – соответственно температурный и барический коэффициенты сопротивления изоляции  $R_{iz}$ ;  $K_{ct}$  – коэффициент, учитывающий изменение  $R_{iz}$  в процессе эксплуатации кабеля;  $K_{1jk(T,P)}$  – коэффициент, учитывающий влияние термобарического нагружения кабеля на изменение геометрических размеров изоляционной оболочки;  $K_{1jk(T,P)}$  – коэффициент, учитывающий влияние термобарического нагружения кабеля на изменение диаметра много-проводолочной жилы;  $f$  – частота.

Некоторые значения  $K_{ct}(R_{iz})$ ,  $TKR_{iz}$ ,  $PKR_{iz}$  приведены в [2].

Параметры передачи кабелей в эксплуатационных условиях могут быть определены лабораторной имитацией эксплуатационных условий, создание которой сопряжено с преодолением ряда проблем технического и эксплуатационного характера. Эти трудности могут быть преодолены при использовании термического эквивалента термобарических испытаний [6–8].

**Силовые кабели для погружных нефтенасосов.** Конструкции этих кабелей рассмотрены в [3,4,9]. Для изготовления кабельных линий для установок электроцентробежных нефтенасосов (УЭЦН) кабельными заводами России в настоящее время серийно выпускаются кабели с полиэтиленовой изоляцией (маки КПБП, КПБК), работоспособные при температуре до  $+90^{\circ}\text{C}$ , с полипропиленовой изоляцией (маки КППБП, КППБК) – до  $+95^{\circ}\text{C}$ .

В последние годы в кабельной промышленности проводятся работы по модернизации выпускаемых и разработке новых кабелей. Рассмотрим некоторые из них.

В процессе бронирования плоских кабелей возникают сдавливающие усилия по большой оси сечения кабеля. Это приводит к концентрации механических напряжений на контактных поверхностях изоляции средней и периферийных жил, особенно сильно – на двух диаметрально противоположных контактных площадках средней жилы. В условиях воздействия при эксплуатации кабеля механических деформаций и поверхностно-активных веществ (ПАВ) механические напряжения в изоляции реализуются в микротрещины, а затем – в магистральные трещины, что ведет к полной деградации электрических свойств изоляции, чаще всего средней жилы.

В результате проведенных теоретических и технологических исследований были предложены и реализованы в опытных конструкциях два принципа механической разгрузки средней жилы. Первый заключается в применении протекторного защитного элемента, отделяющего среднюю жилу от периферийных. В процессе эксплуатации он час-

Таблица 3  
Интегральное значение емкости цепей жила-жила и жила-броня геофизического кабеля КТБФ-6

$L, \text{м}$	$C_1, \text{мкФ}$		$K_{ct}(C)$
	Расчет	Эксперимент	
Цепь жила-жила			
1000	0,063	0,06	0,952
2000	0,127	0,122	0,961
3000	0,192	0,188	0,979
4000	0,245	0,240	0,980
5000	0,309	0,302	0,977
Цепь жила-броня			
1000	0,118	0,113	0,958
2000	0,224	0,220	0,982
3000	0,330	0,327	0,990
4000	0,439	0,431	0,982
5000	0,520	0,522	1,004

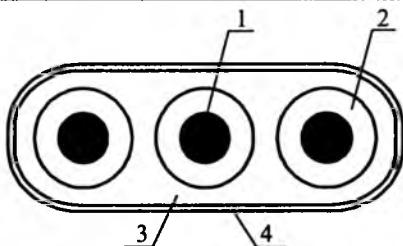


Рис.1. Схема конструкции кабеля с протекторным защитным элементом:

1 – токопроводящая жила; 2 – изоляция из композиции на основе полизтилена высокой плотности; 3 – общая оболочка (протекторный защитный элемент) из смеси композиции полиэтиленов высокой и низкой плотности; 4 – броня из стальной профилированной ленты

тично пластифицируется скважинной средой и позволяет жилам «плавать» в своеобразной смазке густой консистенции (рис.1) [9]. Второй принцип разгрузки заключается в децентрализации средней жилы относительно периферийных жил [10,11].

Сравнение характеристик отечественных и зарубежных кабелей показывает следующее. Кабели КПБП, КПБК и КПОБП, используемые при температуре эксплуатации до +90°C и «газовом факторе»  $\Gamma_{\text{доп}} = 180 \text{ м}^3/\text{т нефти}$ , имеют явные преимущества перед кабелями американских фирм «Centrilift» и «REDA Rimp. Co» с изоляцией из полипропилена и оболочкой из нитрильной резины ( $\Gamma_{\text{доп}} = 50 \text{ м}^3/\text{т нефти}$ ).

В интервале эксплуатационных температур до +95°C,  $\Gamma_{\text{доп}} = 180 \text{ м}^3/\text{т нефти}$  отечественные кабели КППБП, КППБК с полипропиленовой изоляцией не имеют аналогов.

Анализ данных по существующим в мире конструкциям кабелей для нефтепогружных электронасосов показал, что существует практическая пустующая ниша для кабелей с температурой эксплуатации от +95 до +120°C, работоспособных в скважинах с высоким содержанием газов ( $\Gamma_{\text{доп}} = 180 \text{ м}^3/\text{т нефти}$ ) и высокоагрессивной средой. На кабели с данными характеристиками уже давно существует устойчивый спрос нефтедобывающих организаций, который покрывается за счет применения более теплостойких (и более дорогостоящих) марок нефтепогружных кабелей зарубежного производства.

На основании изложенного были разработаны и технологически адаптированы конструкции кабелей марки КППБПТ (в плоском исполнении) и КППБКТ (в круглом исполнении). В качестве изоляции был предложен радиационно-модифицированный полизтилен высокой плотности (РМ

ПЭВП), а в качестве оболочки (протектора) – сополимер пропилена. Данная конструкция позволила решить две основные проблемы:

– облученная изоляция из полизтилена высокой плотности, имеющая большую теплостойкость и формоустойчивость, чем сополимер пропилена, защищает оболочку – протектор из сополимера пропилена от деструктивного воздействия ионов меди;

– в свою очередь оболочка-протектор не позволяет влаге проникать к гидрофильной изоляции из РМ ПЭВП.

Следует отметить, что большая теплостойкость изоляции оправдана тем, что максимальная температура в стационарном режиме теплопередачи локализуется на стыке токопроводящей жилы с изоляцией.

Для эксплуатационных температур до +140°C разработанный отечественный кабель КЭБП с изоляцией и оболочкой из этиленпропиленовой резины ( $\Gamma_{\text{доп}} = 70 \text{ м}^3/\text{т нефти}$ ) в принципе имеет некоторые преимущества перед американскими кабелями EPR-Nitrile («Centrilift») и D4R, G4F (REDA) по  $\Gamma_{\text{доп}}$  ( $\Gamma_{\text{доп}} = 50 \text{ м}^3/\text{т нефти}$ ).

Для температур свыше +160°C отечественный кабель КФСБ с изоляцией из фторопласта и вибростойкой оболочкой из свинца ( $\Gamma_{\text{доп}} \geq 180 \text{ м}^3/\text{т нефти}$ ) имеет такую же работоспособность, как и зарубежные кабели аналогичного исполнения, но более высокую, чем у С1-83 («Centrilift») и G5R(EE), GG5E(REDA) с изоляцией и оболочкой из этиленпропиленовой резины ( $\Gamma_{\text{доп}} = 100 \text{ м}^3/\text{т нефти}$ ).

Для всех типов кабелей для электропитания УЭЦН существует одна общая проблема, связанная с устойчивостью их ленточной стальной брони к воздействию скважинной жидкостно-газовой среды. Формулы (1)–(3) справедливы и для брони этих кабелей. Как и для проволочной брони геофизических кабелей, здесь наблюдается значительное влияние на  $K_{\sigma}$  сероводорода, особенно в присутствии  $\text{CO}_2$ . Результат совместного воздействия на броню  $\text{H}_2\text{S}$  и  $\text{CO}_2$  приводит к одному из наиболее опасных видов коррозии – водородному окрупчиванию и сульфидной коррозии. При низкой концентрации сероводорода ( $\Phi_{\text{H}_2\text{S}}(0,25\%)$ )  $K_{\sigma}$  практически не зависит от температуры  $T$  и газового фактора  $\Gamma$ . Однако при увеличении концентрации сероводорода до 1,0% и выше наблюдается значительное увеличение  $K_{\sigma}$ , что связано с активизацией коррозионного процесса брони.

В табл.4 приведены данные о зависимости  $K_{\sigma}$  и  $\Delta\sigma_{bt}$  от  $\Phi$ ,  $T$  и  $\Gamma$ .

**Нагревательные кабели и провода для интенсификации добычи и транспортировки нефти.** В последние годы большую актуальность приобрели нагревательные кабели и провода. Во ВНИИКП

Таблица 4  
Зависимость механических показателей  
брони от  $\varphi$ ,  $T$  и  $\Gamma$

$\varphi_{H_2S}$ , %	$\Gamma$ , м <sup>3</sup> /т	$T$ , °C	$\Delta\sigma_b$ , МПа	$K_\sigma$ , МПа/год
0	13,3	49	22	25,9
0	49	50	19	26,7
0,25	66,6	50,5	32	39,1
1,0	31,7	32	62	126,2
1,1	30,0	46,5	70	152,1
2,0	62	45	200	353,0

разработаны различные конструкции взрывозащищенных проводов и кабелей, позволяющие осуществить обогрев практически любых объектов нефтегазовой промышленности, а также нагревательные системы на основе специальных конструкций нагревательных кабелей для предупреждения парафиногидратных образований в скважинах, обеспечивающие бесперебойную добычу нефти.

Такие системы позволяют увеличить объемы дополнительной добычи нефти на одну скважину примерно по 6000 т в течение года. Кроме того, при этом улучшается экологическая обстановка на промысле за счет прекращения разливов нефти и парафина при проведении ремонтов.

Проработаны вопросы о возможности создания мощных нагревательных кабелей с высокотермостойкой магнезиальной изоляцией. При наличии заказов может быть организовано производство этих кабелей на заводах России.

Нагревательные провода и кабели, освоенные отечественным производством, аналогичны основным конструкциям изделий, выпускаемых за рубежом (Франция, США, Германия, Финляндия, Япония и др.).

В табл.5 приведены некоторые характеристики нагревательных систем и кабельных изделий [6].

Акустическая электроаппаратура содержит скважинный магистральный излучатель, подвешенный на груzonесущих бронированных кабелях, которые используются для проведения каротажных геофизических работ. Наружный диаметр излучателя 42 или 114 мм. В начале проведения экспериментальных работ в конце 70-х и начале 80-х годов использовался стационарно подвешенный за конец насосно-компрессорной трубы цилиндрический витой магнитострикционный излучатель диаметром 100 мм с толщиной стенки 4–5 мм, к которому мощность подводилась по силовому низкоомному электрокабелю от мощного наземного генератора, установленного на автомобиле. Кабель закреплялся на насосно-компрессорной трубе с помощью (клямсов), что приводило к большой трудоёмкости монтажа. Излучатели ус-

танавливались в зоне перфорационных отверстий, из которых отбиралась нефть. Сущность акустической обработки призабойной зоны скважины заключалась в очистке от мелкоструктурных частиц, осевших в поровом пространстве, содержавшем нефть и в снижении её вязкости, что в конце концов приводило к уменьшению гидравлического сопротивления при истечении нефти в скважину и к увеличению её дебита на обрабатываемой звуком скважине. Акустическая обработка происходит в диапазоне частот 5–22 кГц (в зависимости от выполненного варианта аппаратуры) и интенсивности колебаний не менее 0,1 Вт/см<sup>2</sup>. В общем, первые стационарные варианты оборудования имели на ультразвуковой частоте порядка 20 кГц входную электрическую мощность 20–63 кВт. Несмотря на большую входную мощность, эта аппаратура была неэффективна, так как выходная акустическая мощность была слишком мала, а использовалась в течение года она не более 5 дней. Остальное время (360 дней) она бесцельно простоявала в скважине и теряла свой рабочий ресурс. Вследствие указанных недостатков этот вариант в практику использования в нефтяной промышленности не пошёл и был заменен вариантом аппаратуры, в которой излучатель был выполнен проходным диаметром корпуса 42 мм, подвешенным на груzonесущем геофизическом кабеле.

Комплекс для обработок нефтяных скважин методом термоакустического воздействия приведён на рис.2. В данном случае он установлен на нефтяной скважине фонтанирующего фонда, число которых в настоящее время невелико

Здесь изображён стационарный вариант оборудования. Вариант оборудования с проходным излучателем отличается только тем, что излучатель 6 выходит в зону нефтяного пласта через насосно-компрессорную трубу 7. Если скважина механизирована, т.е. содержит станок-качалку, подвижные штанги и вставной скважинный насос, например типа ШГН, или электроцентробежный насос ЭЦН, то последние изымаются из скважины, что значительно увеличивает трудоёмкость операции. Так как излучатель выполнен из магнитострикционного материала, например из пермандюра, то его электроакустический КПД, измеренный в свободном поле по стандартной методике и на поверенной метрологической аппаратуре, достигает для частоты 21 кГц 5–10% (с необходимостью подмагничивания сердечника из шихтованного пермандюра стержневого типа) и порядка 0,25% для витого сердечника, характеристики направленности (ХН) которого обладают большой изрезанностью и зависимостью от частоты [15]. Что касается шихтованного сердечни-

## Характеристики нагревательных систем, проводов и кабелей для нефтегазовой промышленности

Наименование и основные характеристики групп нагревательных проводов и кабелей	Рекомендуемые области их применения
Нагревательная система на основе специальных конструкций нагревательных кабелей сечением 10 и 16 мм, опускаемых в насосно-компрессорные трубы (НКТ): — глубина спуска системы до 1000 м — максимальная удельная мощность до 90 Вт/м — температура рабочей среды до 90°C Изоляция из модифицированного полиэтилена и фторопласта	Для предупреждения асфальтопарафиновых отложений и гидратов в НКТ
Нагревательная система на основе специальных конструкций нагревательных кабелей сечением 10 мм: — глубина спуска системы до 600 м — максимальная удельная мощность: — основная длина до 70 Вт/м при температуре 70°C; — конец кабеля длиной 1-2 м до 100 Вт/м при температуре до 120°C Изоляция из модифицированного полиэтилена и фторопласта	Для ликвидации асфальтопарафиновых отложений и гидратов в НКТ
Нагревательные провода и кабели на температуру до 120°C и мощность до 35 Вт/м Изоляция из кремнийорганической резины или фторопласта	Для обогрева импульсных трубок систем КИПа, шкафов управления и других узлов компрессорных станций
Нагревательные провода и кабели на температуру до 220°C и мощностью до 45 Вт/м Изоляция из фторопласта	Для обогрева технологических установок подготовки нефти и газа и других технологических объектов
Нагревательные провода и кабели на температуру до 100°C и мощность до 20 Вт/м Изоляция из поливинилхлоридного пластика с теплостойкостью 105°C	Для подогрева воды в пожарных и других водоводах, коллекторах, резервуарах, грунтах
Нагревательные провода и кабели на температуру до 150°C и мощность до 30 Вт/м Изоляция из кремнийорганической резины или фторопласта	Для подогрева воды в водораспределительной гребенке системы поддержания пластового давления
Нагревательные провода с высоким электрическим сопротивлением (до 160 Ом/м) на температуру до 200°C и мощность 35 Вт/м Изоляция из фторопласта	Для обогрева малых участков трубопровода и арматуры, термоконтейнеров
Нагревательные провода с низким электрическим сопротивлением (до 0,003 Ом/м) на температуру до 1800°C и мощность до 40 Вт/м Изоляция из кремнийорганической резины или фторопласта	Для подогрева трубопроводов приемного и напорного коллектора, а также узла учета нефти дожимной насосной станции
Нагревательные провода и кабели на температуру до 220°C и мощность до 45 Вт/м Изоляция из фторопласта	Для обогрева резервуаров с вязкими продуктами, дренажных систем, пульпопроводов и других объектов

ка, сопротивление излучения излучателя оказывается очень небольшим, что и приводит к небольшому электроакустическому КПД

$$K_{\text{за}} = P_a / P_{\text{зл}}, \quad (17)$$

где  $K_{\text{за}}$  – электроакустический КПД;  $P_a$  – акустическая мощность, Вт;  $P_{\text{зл}}$  – входная электрическая мощность, Вт.

Тщательные измерения показывают, что в данном случае мы получаем очень дорогой звук и тепло, потому что в скважинном кабеле расходуется (без учёта потерь мощности на подмагничивание сердечника) 90–95% выходной мощности генератора высокой частоты 2 (рис.2). Воздействие на нефтяной пласт получается скорее тепловым, чем акустическим, хотя тепло разносится в окружающее пространство на расстояние 1,5–2 м по радиусу от центра скважины. Тем не менее, такая ма-

лоэффективная в энергетическом смысле аппаратура продолжает использоваться некоторыми организациями, потому что, наверное, имеется полезный результат (из 10 обработанных скважин 4–5 оказываются результативными, т.е. дают прирост дебита, иногда до 100%). Частота 21 кГц выбрана разработчиками по ГОСТ для наземной ультразвуковой аппаратуры, хотя мы используем гораздо более низкие частоты, позволяющие значительно увеличить радиус обработки околоскважинного пространства.

Более выигрышные энергетические показатели имеет скважинное электрооборудование, в составе которого имеется пьезокерамический излучатель, построенный в виде линейной дискретной антенны на стержневых акустических преобразователях, работающих на одной или двух фикси-

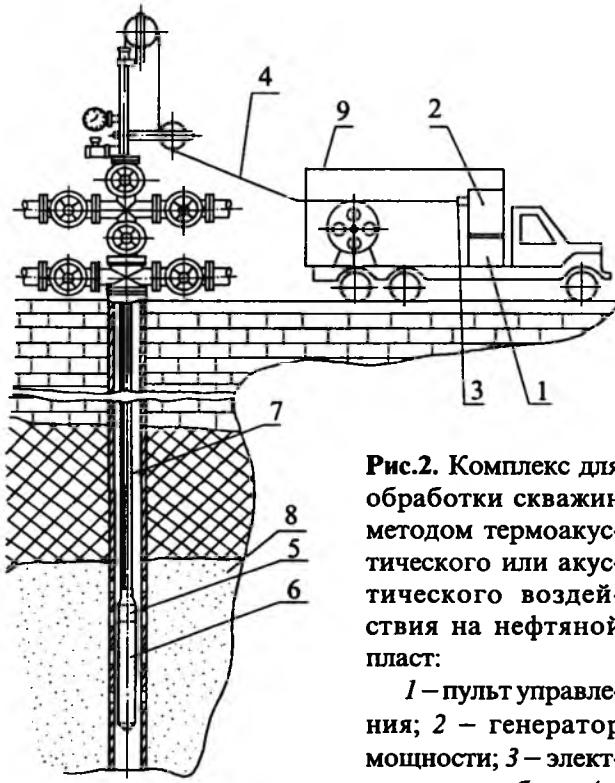


Рис.2. Комплекс для обработки скважин методом термоакустического или акустического воздействия на нефтяной пласт:

1 – пульт управления; 2 – генератор мощности; 3 – электроразъем кабеля; 4 –

кабель; 5 – согласующее устройство; 6 – излучатель колебаний; 7 – насосно-компрессорная труба; 8 – нефтяной пласт; 9 – автомобиль-вездеход

рованных частотах – звуковой и ультразвуковой. Излучение звуковой частоты 7–8 кГц позволяет вести акустическую обработку дальней зоны от скважины, а ультразвуковая частота 22 кГц позволяет очистить пристеночную область обсадной колонны и перфорационные отверстия [16]. Электроакустический КПД  $K_{3a}$  этой звуковой системы оказывается намного выше, чем магнитострикционной, т.е. около 90%, что позволяет значительно уменьшить энергетические потери в скважинном кабеле длиной 3–4 км. Однако и здесь практически измеренные электрические потери в кабеле по мощности составляют порядка 80–85%, что в общем недопустимо и заставляет искать новые технические решения, позволяющие значительно снизить эти потери. На практике пьезокерамические акустические преобразователи «Фиалка» и «Лидер» [17] хорошо показали себя с 1985 г. и используются по-пиратски некоторыми организациями для интенсификации добычи нефти до настоящего времени. Мощность в скважине на глубине 3000 м составляет 800 Вт акустических, частотная характеристика приведена на рис.3. Конструкция каждого единичного преобразователя (в излучателе их установлено 3) такова, что при излучении на низких частотах работает весь волновой размер стержня, а на ультразвуковых частотах стержень делится на 2 равные части, и со-

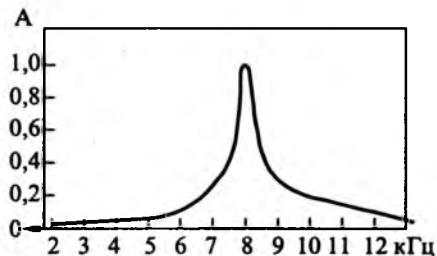


Рис.3. Частотная характеристика скважинного излучателя «Фиалка» в режиме излучения

противление излучения возрастают примерно вдвое. Единичные преобразователи помещены в полихлорвиниловую трубу, выполняющую следующие функции:

– внутри трубы находится масло, и труба работает как компенсатор давления окружающей среды;

– обеспечивает большое сопротивление излучения и большую концентрацию излучения акустических колебаний;

– поворачивает направление излучаемых каждым единичным преобразователем на 90°С перпендикулярно продольной оси излучателя и скважины, обеспечивает коэффициент передачи акустической мощности, равный 1;

– обеспечивает отсутствие распространения акустических колебаний.

Конструкция скважинного снаряда «Лидер-2Ф», и некоторые полученные результаты обработки скважин приведены на рис.4,5. Конструкция выдерживает статическое давление скважинной жидкости до 400 атм и температуру до 120°С. Однако через межмолекулярные промежутки скважинная жидкость при длительном пользовании может проникать внутрь корпуса и замещать масло. В связи с этим и по некоторым другим причинам желательна эксплуатация комплекса «Лидер-2Ф» при температурах не выше 50–60°С.

#### Результаты обработки скважин

Количество скважин на участке .....	12
Среднесуточное увеличение дебита, % .....	184
Уменьшение обводненности продукции, % .....	3
Продолжительность эффекта, мес .....	21
Общее количество дополнительно добытой нефти, т .....	12300

Схема более мощного скважинного оборудования «Фиалка», диаметром 114 мм приведена из рис.6. Это оборудование развивает акустическую мощность до 4000 Вт при  $K_{3a} = 90\%$ . Ширина характеристики направленности в песчанике равна 20°С Входное электрическое сопротивление в скважине составляет 100 Ом. Входное сопротивление сухого снаряда без компенсационной среды внутри металлического тонкостенного корпуса

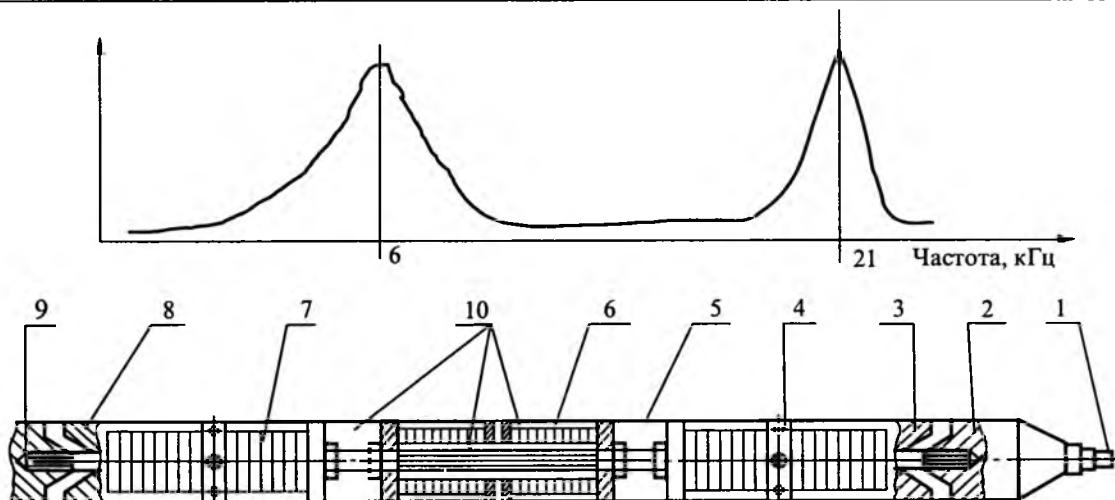


Рис.4. Устройство скважинного излучателя "Лидер-2Ф" и его частотная характеристика:

1 – разъем с отражателем; 2 – отражатель; 3 – накладка-волновод; 4 – звукопрозрачное кольцо; 5 – звукопрозрачный корпус; 6 – модуль в разрезе; 7 – модуль; 8 – накладка-волновод; 9 – отбойник; 10 – компенсационная жидкость

са составляет несколько Ом. Это оборудование может работать на закачных и эксплуатационных нефтяных скважинах и обладает большой дальностью действия (до 1 км). При эксплуатации оборудования «Лидер-2Ф» и «Фиалка» были отмечены случаи, когда на обработку одной скважины сразу реагировали до 10 скважин. Особенно хорошие результаты получаются при обработке закачных скважин, когда буквально оживают практически все окружающие эксплуатационные скважины. Продолжительность эффекта в виде повышения дебита (до 500%) составляет в зависимости от природных и эксплуатационных данных месторождений от двух недель до двух лет, после чего обработку призабойной зоны скважин следует повторить.

Следует, однако, заметить, что чем выше температура в скважине, тем короче ресурс оборудования, что следует учитывать при эксплуатации

оборудования, имеющего пьезокерамические излучатели. Например, если скважинная температура равна 120°C, то ресурса излучателя может хватить всего на 2–3 скважины (но это всё равно окапается с лихвой, поскольку придётся заменить только корпус и единичные преобразователи). Если же температура в скважине 40°C (район Пермских нефтяных месторождений), то оборудование будет работать в течение нескольких лет.

Следует также отметить, что из-за высокого электроакустического  $K_{3,2}$  дополнительное тепло в скважину практически не вносится, и вязкость нефти не изменяется. Однако, если вести обработку интервала с водяным наполнением, то оборудование вызовет в скважине приток воды и скважина может быть загублена. Это накладывает особые требования на точность предварительно исполненного каротажа скважины.

С учетом эквивалентной схемы излучателя и единичных преобразователей, разработана схема оборудования с пониженными энергетическими потерями в кабеле, приведенная на рис.6. Основные особенности схемы:

- скважинный кабель хорошо работает в герцовом диапазоне частот и плохо на частотах выше 5 кГц;
- усилитель мощности по возможности необходимо приблизить к излучателю; такие системы делаются, но полупроводниковые варианты оборудования не обладают высокой надёжностью, управление спущенным в скважину усилителем мощности производится слабыми сигналами от стандартного генератора звуковых и ультразвуковых частот, и энергетические потери теперь зависят от омического сопротивления кабеля и очень мало от значения слабого передаваемого в сква-



Рис.5. График среднемесячной добычи окружающих скважин на участке месторождения Дружное (г.Когалым, Россия) до и после обработки скважин:

■ – факт; ◆ – прогноз

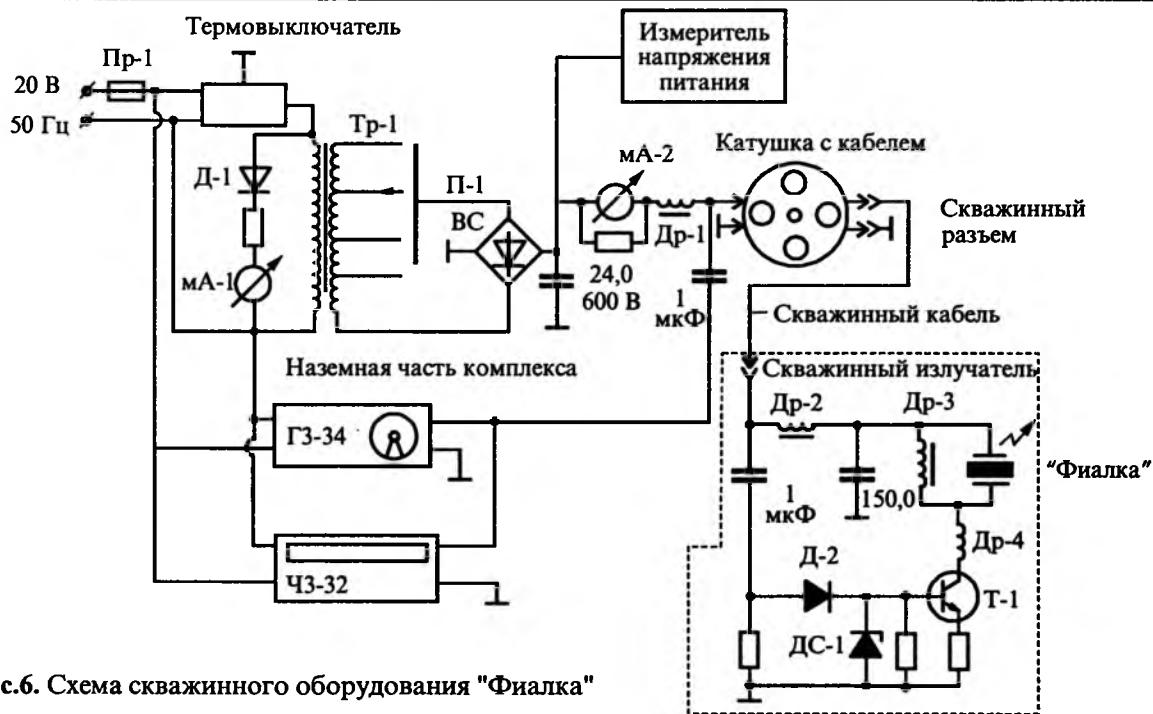


Рис.6. Схема скважинного оборудования "Фиалка"

жину управляющего сигнала;

– усилитель мощности, установленный в сухом отсеке скважинного снаряда, работает от постоянного тока, получаемого на земной поверхности;

– преобразователи излучателя включены в колебательный контур, что избавляет оборудование от громоздкого и ненадёжного выходного трансформатора;

– число активных элементов в генераторе снижено до минимума;

– благодаря высокому качеству преобразователей излучателей удается измерять во время эксплуатации в какой среде производится акустическое воздействие – в нефти или в воде, какая среда притекает в скважину, имеется ли кавитация в жидкости и другие параметры, для определения которых требовались специальные приборы и спуско-подъёмные операции.

Мы полагаем, что это и есть самое совершенное в настоящее время оборудование для интенсификации добычи нефти, которое, может быть, следует запустить в серийное производство в связи с уменьшением запасов и добычи нефти, а не производить его в единичных образцах, как это делается в настоящее время.

Кроме того, весьма перспективным является оборудование, принцип действия которого основан на использовании явления холодного синтеза, но в данной статье этот вопрос не рассматривается.

Положительные результаты были получены при использовании изгибных вибраторов «Мимоза» [18] в Нижневартовске, на Урале, в Западной Сибири. Источником энергии для этих вибраторов

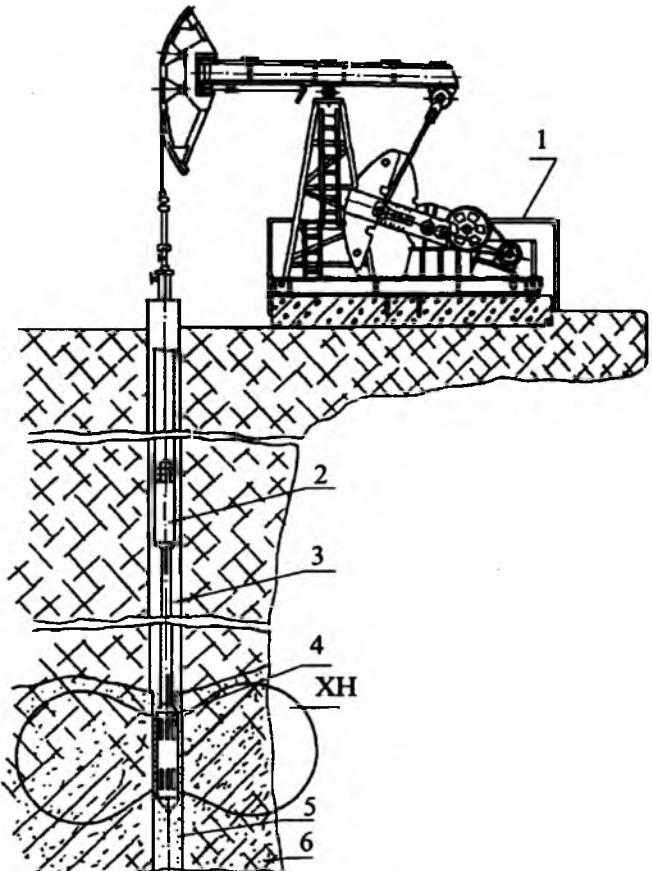


Рис.7. Монтаж гидродинамического излучателя "Мимоза" в нефтяной скважине:

1 – станок-качалка; 2 – ШГН; 3 – насосно-компрессорная труба; 4 – ГДИ "Мимоза"; 5 – перфорационная зона обсадной колонны; 6 – нефтяной пласт



Рис.8. Результаты эксплуатации нефтяной скважины № 1666 Мулымьинского месторождения Шаимского района с излучателем (пропуски означают, что ПАТ не производил замеров дебита; \* – отдельные замеры дебита)

ров, работающих круглые сутки, является электродвигатель станка-качалки. Однако они не могут работать в водной среде и их производительность полностью зависит от технического состояния скважинного насоса типа ШГН или др. Схема оборудования и результаты его работы на одной из скважин приведены соответственно на рис.7 и 8.

В заключение можно констатировать, что разработанные в России технические средства для интенсификации добычи и транспортировке нефти в случае их тиражирования уже дали значительный прирост нефти.

#### Список литературы

1. Pat 3369692 USA. NKI 181-5, 23.10.65.
2. Месенжик Я.З. Кабели для нефтегазовой промышленности. Ташкент: ФАН, 1972.
3. Месенжик Я.З. Кабели и провода специального назначения для нефтегазового комплекса//Электро. 2000. №1.
4. Pat. 1828302 РФ. Электрический кабель/ А.Г.Григорьян, В.А.Байков, Я.З.Месенжик и др.//Открытия. Изобретения. 1994. № 6.
5. Месенжик Я.З., Гимельбрант А.Я., Прут Л.Я. Температурный эквивалент имитационных испытаний электрической изоляции погружных электросистем//Электротехство. 1989. № 3.
6. Месенжик Я.З. Новый подход к термобарическим испытаниям изоляции// Электротехника. 1990. № 12.
7. Месенжик Я.З. Определение без разрушающих ис-
- пытаний физического эквивалента термобарического нагружения электрической изоляции//Пластмассы. 1991. № 2.
8. Месенжик Я.З., Осягин А.А. Силовые кабельные линии для погружных электросистем. М.: Энергоатомиздат, 1987.
9. Pat. 2112293 РФ. Композиция для изоляции электрических проводников/Р.М.Грайф, Н.В.Еременко, Я.З.Месенжик и др. //Открытия. Изобретения. 1998. №15.
10. Pat. 1828302 РФ. Электрический кабель/ А.Г.Григорьян, В.А.Байков, Я.З.Месенжик и др./Открытия. Изобретения. 1994. № 6.
11. Pat. 1695399 РФ. Электрический кабель/ В.Б.Горгиевский, Я.З. Месенжик, Г.Г.Свалов//Открытия. Изобретения. 1991, № 44.
12. Месенжик Я.З., Новиков Д.В., Пироговский Р.А. Технико-экономические характеристики специальных высоковольтных кабелей нового поколения для электропитания погружных нефтенасосов//Электротехника. 1999. № 11.
13. Гнедин А.А., Григорьян А.Г., Месенжик Я.З. и др. Кабельная продукция для нефтегазового комплекса/Кабельная техника. 1997. №12-13.
14. Кузнецов О.Л., Ефимова С.А. Применение ультразвука в нефтяной промышленности. М.: Недра, 1988.
15. Носов В.Н. Акустические преобразователи для геофизических работ. Дис. доктора техн. наук. М.: ВНИИгеоинформсистем, 1988.
16. А.с. 1402991 СССР. Скважинный акустический преобразователь/В.Н.Носов. 1986.
17. Носов В.Н. Акустические антенны и преобразователи транспортно-технологических и информационных средств. М.: МАДИ, 1992.
18. А.с. 940106 СССР. Скважинный акустический излучатель/В.Н.Носов. 1982.

# Оптимизация погружных синхронных электродвигателей

ЗАХАРЕНКО А.Б., канд. техн. наук

ЗАО НПП "Инкар-М"

Для привода перекачивающих нефть из скважин насосов применяются погружные электродвигатели. Их размещение определяет основное требование к ним - высокую надежность. Проведена проверка адекватности математической модели поверочного расчета синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов. Сочетание численного метода оптимизации с аналитическим методом расчета рабочих характеристик позволило выявить наилучший вариант электродвигателя номинальной полезной мощностью 16 кВт и частотой вращения 4500 об/мин.

Проблема исчерпания в ближайшем будущем запасов нефти ставит ряд задач по поиску альтернативных источников энергии [1]. Однако в настоящее время это углеводородное сырье все еще остается не только основой топлива для целей транспорта и производства электроэнергии, но и применяется при производстве резин, пластмасс и др. Задача энергосбережения при добыче нефти актуальна так же, как и в других областях техники.

Традиционно для привода перекачивающих нефть из скважин центробежных насосов применялись погружные электродвигатели. Остановимся на одном из их классов - маслонаполненных двигателях. Перекачиваемый продукт не попадает внутрь двигателя, заполненного минеральным маслом с целью защиты от агрессивного воздействия нефти.

Такие двигатели имеют сравнительно небольшой наружный диаметр, определяемый обсадной трубой. Часто для получения заданной мощности длина пакетов статора и ротора получается настолько большой, что амплитуда изгибных колебаний, вызванных прогибом вала, становится недопустимой. В этом случае ротор электродвигателя "набирается" из модулей, опирающихся на промежуточные подшипники (рис.1). Характерными особенностями работающих в скважинах двигателей является большая частота вращения ротора, связанная с массогабаритными показателями насоса, длительный режим работы и высокая надежность. Традиционно для этой цели приме-

To a drive of transferring oil from slits pumps are applied special electromotors. Their arranging determines the basic requirement to them - high reliability. The research of adequacy to mathematical model of testing calculation of a synchronous motor with excitation from permanent magnets is carried out. The combination of the numerical method of optimization to an analytical computational method of operating characteristics has allowed to reveal the best variant of the electromotor by a rated effective power 16 kW and velocity of gyration of 4500 rpm.

нялись асинхронные двигатели с короткозамкнутыми роторами, обладающие простотой конструкции и отсутствием скользящих контактов. Для уменьшения сопротивления ротора с целью получения удовлетворительных энергетических показателей, а также по технологическим соображениям короткозамкнутая обмотка ротора этих машин выполнялась из медных шин, а не из алюминиевого литья.

В последнее время возникла необходимость уменьшения габаритов и массы погружных двигателей для упрощения их эксплуатации, особенно в наклонных и изгибающихся скважинах. Кроме того, появилась необходимость регулирования частоты вращения для плавного изменения расхода перекачиваемой нефти. Асинхронные двигатели с малым сопротивлением в цепи ротора не удовлетворяют этим требованиям. Им на смену постепенно приходят синхронные бесконтактные двигатели с обратной связью по положению ротора - вентильные машины [2]. Среди них наилучшим отношением "максимальная полезная

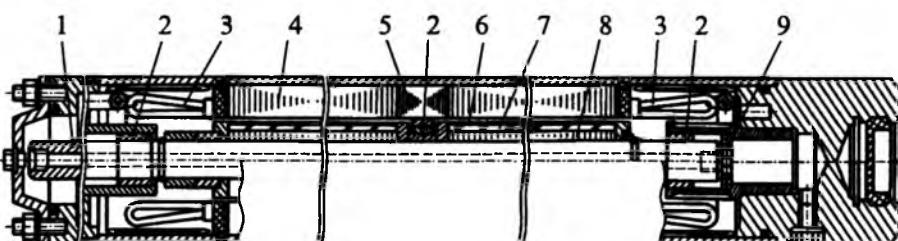


Рис.1. Эскиз погружного маслонаполненного синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов с одним промежуточным подшипником:

1 - вал; 2 - подшипник скольжения; 3 - обмотка статора; 4 - сердечник статора; 5 - магнитная вставка статора; 6 - гильза ротора; 7 - постоянные магниты; 8 - сердечник ротора; 9 - подпятник скольжения

"мощность/масса" отличается синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов – магнитоэлектрический двигатель (рис.1). Герметичная немагнитная гильза на роторе, поверх постоянных магнитов, (б на рис.1) служит дополнительным, помимо клея, креплением и защитой от воздействия масла. Гильза обычно выполняется из титанового сплава с большим удельным электрическим сопротивлением, например, ОТ-4 или ВТ-6.

Одной из важных характеристик погружных, расположенных на дне нефтяной скважины, маслонаполненных двигателей является надежность, с обеспечением которой связаны многие особенности этого класса машин.

Вибрации при высокой частоте вращения приводят к преждевременным выходам из строя. Вибрации привода, вызванные электродвигателем, играют существенную роль, поэтому форма МДС электромагнитного поля должна быть приближена к синусоидальной. Для борьбы с пятой и седьмой гармониками трехфазную обмотку статора желательно выполнять двухслойной, распределенной и с укорочением шага. Малый наружный диаметр двигателя не позволяет сделать число пазов на полюс и фазу  $q$  равным или большим двух, поэтому надо стремиться к получению  $q = 1 \frac{1}{5}$

или  $q = 1 \frac{1}{7}$ , если, конечно, удовлетворяются требования выполнимости обмотки с дробным  $q$  [3] и ширина зубца при этом больше минимально допустимой по технологическим соображениям. Обмоточный коэффициент  $v$ -й гармонической  $k_{obv}$  [3] определяется формулой:

$$k_{obv} \sin(\pi v/2m) \sin(\pi \beta v/2) / [d \sin(\pi v/2md)], \quad (1)$$

где  $\beta = y/\tau$  – укорочение шага обмотки статора;  $u$  – шаг обмотки статора по пазам;  $\tau$  – полюсное деление обмотки статора; если число пазов на по-

люс и фазу представить дробью  $q = a \frac{b}{c}$ , то  $d = ac + b$ , в случае целого  $q$   $d = q$ ;  $m$  – число фаз обмотки статора.

Рассмотрим задачу оптимизации отрезка серии погружных двигателей с постоянными магнитами полезными номинальными мощностями  $P_{Rn} = 16, 32, 48$  и  $64$  кВт и номинальной частотой вращения  $n = 4500$  об/мин, обмотка статора соединена в "звезду". Пуск двигателей осуществляется изменением отношения действующего значения питающего напряжения к его частоте. Предлагается "набирать" двигатели из секций по 16 кВт каждая. Подробно остановимся на поиске оптимальных соотношений у основы отрезка серии – двигателя с  $P_{Rn} = 16$  кВт.

Максимальное линейное напряжение не должно превышать 1300 В из-за проблем с эксплуатацией

цией преобразователя напряжения, в том числе и для машины 64 кВт. Поэтому фазное напряжение модуля 16 кВт составляет 190 В. Низкое значение напряжения способствует увеличению времени наработки на отказ, но определяет небольшое число эффективных проводников в пазу статора  $s_p$ . Его изменение приводит к резкой перемене всех выходных показателей.

Опыт показывает, что чаще всего погружные двигатели выходят из строя вследствие КЗ витков обмотки статора, поэтому выбирается провод с надежной изоляцией из полиимида-фторопластовой пленки, покрытой ленточным фторопластом. Для рассматриваемого двигателя двухсторонняя толщина изоляции составляет 0,4 мм для провода с диаметром по меди свыше 1,6 мм.

**Постановка задачи оптимизации.** Часто заказчиком выбирается диаметр и толщина стенки одной из стандартных обсадных труб для нефтяной скважины. Благодаря этому практически задан внешний диаметр статора  $D_a$ . Активная длина модуля (якоря, индуктора и зазора)  $l_s = l_m = l_\delta$  выбирается максимально возможной по технологическим соображениям, так как, чем больше отношение активной длины витка обмотки статора к полной длине, тем выше коэффициент использования меди статора. Полный немагнитный промежуток между статором и ротором  $\delta$ , складывающийся из воздушного зазора и толщины немагнитной гильзы ротора, определяется по технологическим соображениям. Необходимо подобрать внутренний диаметр статора  $D_p$ , число пар полюсов  $p$ , число пазов  $z_s$  и их геометрию, обмоточные данные статора, чтобы обеспечить наилучшие энергетические показатели: КПД  $\eta$  и коэффициент мощности  $\cos \phi$ . При этом желательно минимизировать массы активных материалов: обмоточной меди  $G_{Cu}$ , электротехнической стали  $G_{Fe}$  и постоянных магнитов  $G_m$ , а также плотность тока  $\Delta$  для лучшего охлаждения.

Целесообразно выбрать следующие критерии оптимизации:

- энергетические показатели  $\eta$ ,  $\cos \phi$ ,  $\eta \cos \phi$  – максимизировать;
- массы активных материалов  $G_{Cu}$ ,  $G_{Fe}$  и  $G_m$  – минимизировать;
- плотность тока в обмотке статора  $\Delta$  – минимизировать.

Следует отметить, что при многокритериальной оптимизации приходится искать компромисс между отдельными критериями, а не глобальный экстремум [2,4].

**Ограничителями** служат:

- статическая перегруженность  $k_m$ ;
- коэффициент заполнения паза статора  $k_{3,p}$ ;
- индукция в зазоре  $B_\delta$ .

**Независимые переменные включают:**

- число пар полюсов  $p$ ;
- внутренний диаметр статора  $D_f$ .

**Наиболее важные зависимые переменные:**

- число зубцов статора  $z_s$ , выбираемое исходя из обеспечения числа пазов на полюс и фазу, наиболее близкого к оптимальным значениям

$1 \frac{1}{5}$  и  $1 \frac{1}{7}$ ;

- высота постоянного магнита  $h_m$ , обеспечивающая достаточный для получения заданной  $k_m$  магнитный поток;

- число эффективных проводников в пазу  $s_p$  и диаметр обмоточного провода  $d$ , выбираемые исходя из допустимых плотности тока и коэффициента заполнения паза  $k_{z,p}$ .

Статическая перегруженность двигателя  $k_m$  в случае управления модулем и частотой подводимого напряжения может обеспечиваться системой электропривода. Однако для всех проектируемых вариантов двигателя под  $k_m$  понималась величина, найденная при номинальном напряжении и номинальной частоте. Эта величина пропорциональна произведению магнитного потока на максимальный ток двигателя и фактически определяет массу постоянных магнитов при ограниченной плотности тока, поэтому для корректной постановки задачи  $k_m$  должна быть постоянной для всех вариантов. В рассмотренном случае "инженерной" оптимизации она поддерживалась на уровне не ниже 1,5—1,7 для обеспечения устойчивой работы двигателя. С увеличением числа полюсов магнитный поток, необходимый для обеспечения выбранного значения статической перегруженности, уменьшается, поэтому возможно уменьшение высоты постоянного магнита  $h_m$  при  $I_m = \text{const}$ . Рассмотрение числа пар полюсов  $p > 10$  нецелесообразно из-за значительного уменьшения ширины зубца при числе пазов на полюс и фазу  $q \geq 1$ . При  $q < 1$  в составе МДС будут присутствовать гармоники зубцового порядка, значительно увеличится поток рассеяния.

Особенностью технологии размещения обмотки в длинном статоре является невозможность ее "втягивания" или "вкладывания" в пазы. Обмотка помещается методом протяжки: замещением в пазу стального технологического стержня изолированным проводником того же диаметра. При этом коэффициент заполнения паза может быть повышен до 0,74—0,77.

Для погружных маслонаполненных двигателей из-за сравнительно интенсивного охлаждения допустимая плотность тока в обмотке статора  $\Delta$  достигает 10—11 A/mm<sup>2</sup>.

На индукцию в зазоре могут быть наложены "нежесткие" ограничения  $0,5 \text{ Тл} \leq B_0 \leq 1 \text{ Тл}$ . Оп-

ределяющие степень использования применяемой электротехнической стали 2412 индукции в зубце и ярме выбираются исходя из компромисса между обеспечением максимума МДС статора и наибольшей площади паза статора с целью минимизации потерь в меди, играющих в суммарных потерях рассматриваемого примера определяющую роль:  $B_z < 1,85 \text{ Тл}$ ,  $B_a < 1,6 \text{ Тл}$ .

На подготовительной стадии к решению оптимизационной задачи требуется выбрать адекватную модель поверочного расчета.

**Метод поверочного расчета.** Традиционно, отталкиваясь от априорного представления о характере распределения электромагнитного поля в стандартных геометрических конфигурациях, инженерные методики поверочных расчетов сводят проблему к упрощенной модели, удобной для рассмотрения в задачах анализа и синтеза. Чаще всего такой моделью является электрическая цепь, методы анализа которой хорошо известны и не требуют сравнительно больших затрат времени для рассмотрения на ЭВМ. Совершенствование методик обычно направлено на добавление новых элементов эквивалентной электрической цепи и уточнение методов нахождения её параметров. Чем более сложная схема замещения применяется, тем более неопределенными становятся значения параметров, что приводит к менее обозримым и надежным результатам.

В последние два десятилетия начали активно применяться программы численного моделирования физических полей. Среди них наиболее популярен метод конечных элементов [5]. Рынок соответствующих программных продуктов сформирован, его фавориты в нашей стране известны: ELCUT — русифицированная версия программы Quick Field для моделирования двумерных физических полей, ANSYS — система автоматизированного инженерного анализа трехмерных физических полей, COSMOS, NOSTRAN и др. [5]. Стоимость лицензий на промышленные версии этих пакетов исчисляется тысячами и десятками тысяч долларов, однако далеко не все они отличаются дружественностью и интуитивной понятностью интерфейса для пользователя. Время освоения некоторых из перечисленных программ опытным пользователем-исследователем составляет не меньше полугода. Почти все эти системы анализа предъявляют существенные требования к быстродействию ЭВМ и устойчивости работы операционной системы. Кроме того, расчет поля, как правило, не является самоцелью разработчика. Его задача: синтез оптимальных соотношений размеров и параметров электрической машины и анализ рабочих характеристик. В этих условиях расчет электромагнитного поля играет важную,

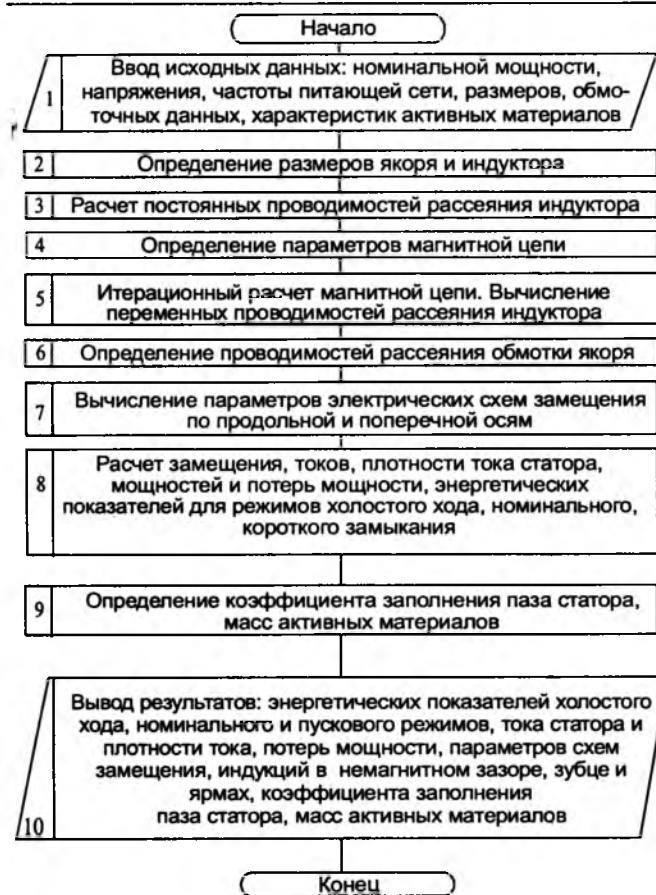


Рис.2. Схема алгоритма поверочного расчета магнитоэлектрического синхронного двигателя

но не главную роль. Прикладные программы, например ELCUT, часто построены так, что к ним невозможно задавать исходные данные программно, в виде массива размеров и характеристик для нескольких задач расчета поля, что удобно при оптимизационных расчетах. Поэтому полученные результаты не всегда являются легко обозримыми.

Итак, аналитические и численные методы поверочных расчетов, в частности расчетов электромагнитных полей, несовершенны. Но хорошо зарекомендовавшие себя аналитические методы поверочных расчетов остаются до сих пор популярными среди разработчиков математических моделей и проектировщиков электрических машин. Математическая модель [6] (рис.2), созданная в НПП ВНИИЭМ, дает адекватные результаты не для любых конструкций электрических машин, а только при решении задачи поверочного расчета нескольких модификаций синхронной машины с постоянными магнитами. Сочетание этой программы с программным продуктом численного метода оптимизации [4] обычно приводит к быстрому получению надежных результатов.

Для проверки адекватности модели [6] (рис.2) при расчете синхронных магнитоэлектрических

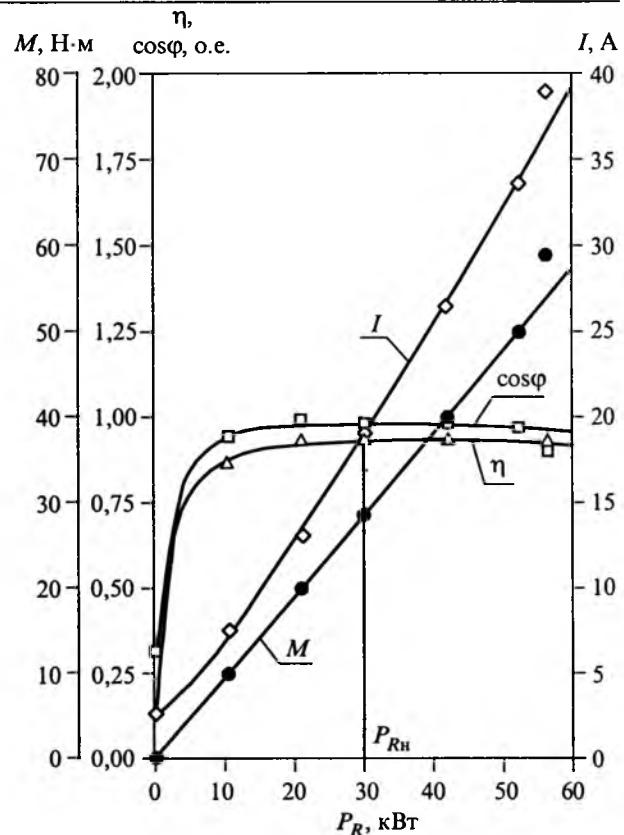


Рис.3. Рабочие характеристики погружного магнитоэлектрического двигателя ( $U=580$  В,  $n=10000$  об/мин,  $p=3$ ):

— — расчет; ●, □, △, ◇ — эксперимент

двигателей с большим отношением активной длины к диаметру было проведено сравнение их расчетных и экспериментальных данных. Например, на рис.3 приведены характеристики опытного образца погружного маслонаполненного двигателя, не оправдавшего возлагавшихся надежд вследствие недостаточной надежности:  $P_{R\text{H}} = 30$  кВт,  $U = 580$  В,  $n = 10\,000$  об/мин,  $p = 3$ ,  $D_a = 95$  мм,  $D_i = 56$  мм,  $l_s = 370$  мм, магниты из материала Nd-Fe-B,  $h_m = 4$  мм. Этот образец и послужил отправной точкой для настоящих исследований.

Сравнение расчетных характеристик с экспериментальными данными подтверждает достаточную адекватность методики расчета.

Следует отметить, что при предварительных оптимизационных расчетах рассматривались различные сочетания независимых переменных [4], вниманию читателей предлагаются лишь наиболее показательные варианты.

**Анализ полученных данных.** Результаты оптимизации одномодульного двигателя номинальной полезной мощностью 16 кВт при частоте вращения  $n = 4500$  об/мин, фазном напряжении  $U = 190$  В, внешнем диаметре  $D_a = 105$  мм, активной длине  $l_s = 300$  мм и магнитах из материала Nd-Fe-B, представлены в таблице на рис.4. Номи-

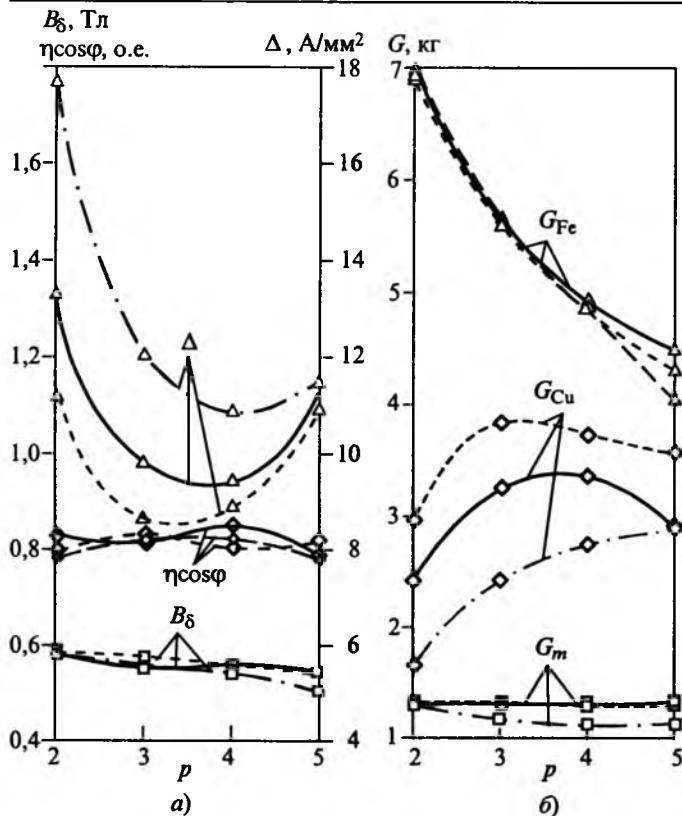


Рис.4. Зависимость критериев оптимизации и ограничителя от числа пар полюсов при внутренних диаметрах статора:

—  $D_i = 56$  мм;  
 —  $D_i = 60$  мм;  
 - - -  $D_i = 64$  мм

нальная частота питающего напряжения  $f$  (Гц) определяется для каждого значения  $p$  по известной формуле:

$$f = pn/60. \quad (2)$$

Во всех вариантах эффективный проводник состоит из одного электрического. Треугольниками, ромбиками и квадратами на рис.4 показаны расчетные значения.

Из-за отмеченной ранее большой дискретности изменения выходных показателей при минимальном шаге  $S_p$  не удалось получить одинаковую для всех вариантов  $k_m$ . По той же причине характер зависимостей масс активных материалов от числа пар полюсов отличается от теоретического монотонного.

Наилучшим энергетическим показателем  $\eta \cos \varphi$  из рассмотренных вариантов обладают машины с  $p=3$ ,  $D_i = 56$  мм и  $p=4$ ,  $D_i = 60$  мм (таблица, рис.4). При малом внутреннем диаметре статора  $D_i = 56$  мм площадь пазов была увеличена и улучшение  $\eta$  и  $\cos \varphi$  достигнуто за счет увеличения массы меди (рис.4,б).

Электродвигатели с  $D_i = 64$  мм обладают наименьшими массами меди и магнитов (рис.4,б), достаточными для получения приемлемых значений  $k_m$ . Но недостаточность места под пазы обмотки не позволяет получить удовлетворительной по условиям охлаждения плотности тока (рис.4,а).

Вариант с  $p=3$   $D_i = 60$  мм предпочтителен по тепловым соображениям, обладая плотностью тока  $\Delta = 9,76 \text{ A/mm}^2$  (рис.4,а), при этом  $G_{Cu} = 3,24 \text{ кг}$  отнюдь не максимальна по сравнению с другими диаметрами (рис.4,б). Энергетические показатели вполне приемлемы:  $\eta = 0,901$ ,  $\cos \varphi = 0,905$  (таблица), при чем потери мощности в об-

#### Результаты оптимизации

		Значение			
Число пар полюсов $p$		2	3	4	5
$D_i = 56 \text{ мм}$	Число зубцов статора $z_s$	12	18	24	36
	Число пазов на полюс и фазу $q$	1	1	1	1 1/5
	Высота постоянного магнита $h_m$ , мм	4,3	4,2	4,0	4,0
	Число эффективных проводников в пазу статора $s_p$	22	16	12	10
	Диаметр провода по меди $d$ , мм	2,00	2,24	2,24	2,00
	Коэффициент заполнения паза $k_{3,n}$	0,71	0,74	0,71	0,75
	Статическая перегруженность $k_m$	1,60	1,65	1,62	1,51
	КПД $\eta$	0,895	0,904	0,898	0,875
$D_i = 60 \text{ мм}$	Коэффициент мощности* $\cos \varphi$	0,891	0,919	0,893	0,936
	Высота постоянного магнита $h_m$ , мм	4,0	4,0	3,8	3,8
	Число эффективных проводников в пазу статора $s_p$	22	15	12	8
	Диаметр провода по меди $d$ , мм	1,80	2,12	2,12	2,00
	Коэффициент заполнения паза $k_{3,n}$	0,74	0,71	0,74	0,69
	Статическая перегруженность $k_m$	1,58	1,77	1,74	1,83
	КПД $\eta$	0,888	0,901	0,898	0,883
	Коэффициент мощности* $\cos \varphi$	0,932	0,905	0,944	0,892
$D_i = 64 \text{ мм}$	Высота постоянного магнита $h_m$ , мм	3,7	3,2	3,0	3,0
	Число эффективных проводников в пазу статора $s_p$	19	14	11	8
	Диаметр голого провода $d$ , мм	1,60	1,90	2,00	2,00
	Коэффициент заполнения паза $k_{3,n}$	0,71	0,71	0,70	0,74
	Статическая перегруженность $k_m$	1,76	1,80	1,80	1,79
	КПД $\eta$	0,876	0,894	0,894	0,883
	Коэффициент мощности* $\cos \varphi$	0,899	0,916	0,920	0,879

\* Примечание. Коэффициенты мощности — «опережающие», реактивная мощность потребляется двигателем

мотке составляют  $P_{\text{Cu}} = 845$  Вт, потери в стали  $P_{\text{Fe}} = 219$  Вт, механические и добавочные потери  $P_{\text{мех}} + P_{\text{доб}} = 700$  Вт. Этот вариант и будем считать оптимальным.

## Выводы

1. Для привода насосов, перекачивающих нефть из скважин, хорошо зарекомендовали себя надежные погружные синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов, обладающие приемлемыми массогабаритными характеристиками в сочетании с хорошими энергетическими показателями.

2. Сочетание традиционного аналитического метода поверочного расчета с численным методом оптимизационных исследований является предпочтительным для разработки математических моделей некоторых классов задач электромеханики.

3. Подтверждена адекватность методики поверочного расчета магнитоэлектрических синхронных двигателей с большим отношением активной длины к диаметру.

4. В результате выполнения оптимизационного расчета выбран лучший из рассмотренных вариантов синхронного двигателя:  $P_{\text{Rн}} = 16$  кВт,  $U = 190$  В,  $n = 4500$  об/мин,  $p = 3$ ,  $D_a = 105$  мм,  $D_i =$

$= 60$  мм,  $l_s = 300$  мм, обладающий высокими энергетическими показателями  $\eta = 0,901$ ,  $\cos\phi = 0,905$ , приемлемой плотностью тока  $\Delta = 9,76$  А/мм<sup>2</sup> и малыми массами активных материалов  $G_{\text{Cu}} = 3,24$  кг,  $G_{\text{Fe}} = 5,63$  кг,  $G_m = 1,22$  кг.

## Список литературы

1. Захаренко А.Б., Авдонин А.Ф. Микроэлектромобиль — транспорт будущего // Электричество и жизнь. 2000. № 6. С. 20–26.
2. Захаренко А.Б., Авдонин А.Ф. Оптимизация проектирования тихоходного вентильного двигателя с двумя индукторами для привода мотор-колеса // Электротехника. 1999. № 12. С. 6–13.
3. Лопухина Е.М., Семенчуков Г.А. Автоматизированное проектирование электрических машин малой мощности. М.: Высшая школа, 2001.
4. Горбунов-Посадов М.М., Ермаков А.В., Карпов В.Я. / КРИТ-пакет прикладных программ для решения много-критериальных задач оптимального проектирования объектов машиностроения // Препринт Института прикладной математики им. Келдыша М.В. АН СССР. 1985, № 175.
5. Дубицкий С., Поднос В. ELCUT – инженерная система моделирования двумерных физических полей // CAD-master. 2001, №1. С.17–21.
6. Лопатин В.В., Швецов Н.И., Мордвинов Ю.В., Глазкова Л.В. Многофазная синхронная машина с возбуждением от постоянных магнитов. Математическая модель электромагнитного расчета. М.: Издательство НПП ВНИИЭМ, 1988.

## Защита погружных электродвигателей от неполнофазных режимов

САИДОВ Р.А.

Известно, что перерывы в подаче электроэнергии из-за аварий и внеплановых отключений приводят к нарушению технологических процессов, выходу из строя электродвигателей и огромным затратам на их ремонт, потерям продукции и в конечном итоге к огромному моральному и материальному ущербу.

Для подачи воды из скважин широкое распространение нашли центробежные скважинные насосы с погружными электродвигателями. Установки с погружными электродвигателями обладают определенными преимуществами по сравнению с другими типами, у которых двигатель расположен на поверхности.

Опыт эксплуатации и результаты многочисленных исследований, в том числе автора, показывают, что несмотря на разработку и внедрение в производство ряда конкретных рекомендаций по повышению эксплуатационной надежности погружных электронасосных установок, их уровень надежности остается еще низким.

Анализ различных исследований позволил также выявить, что такая низкая эксплуатационная

надежность погружных электронасосных установок, в основном, обусловлена частым выходом из строя погружных электродвигателей. Причиной этого являются частые аварийные режимы работы погружных электродвигателей, которые в основном связаны с неполадками в электрической сети, отсутствием надежной защиты от неполнофазных режимов работы и надлежащего ухода за установкой, а также специфичностью условий их эксплуатации. Особенно большой ущерб от неполнофазных режимов в сельском хозяйстве связан с работой погружных электронасосов, которые территориально разбросаны и отключение которых приводит к прекращению технологического процесса [1,2].

Следовательно, поддержание заложенного уровня надежности электронасосов является весьма сложной, но требующей в настоящее время своего решения задачей. Поэтому разработка и внедрение надежных защитных устройств электродвигателей от обрыва фаз с обеспечением их бесперебойной работы имеет большое народнохозяйственное значение.

Проведенные исследования наметили путь дальнейшего развития и усовершенствования защитных устройств погружных электродвигателей от неполнофазных режимов. Оказалось, что целесообразными являются не только отключения, но и обеспечение бесперебойной работы погружных электродвигателей в наиболее частых и опасных аварийных режимах в сельском хозяйстве – при обрыве фаз питающей сети.

Для осуществления этой цели нами разработан принципиально новый метод защиты электродвигателей от обрыва фаз и впервые доказана возможность применения защитно-переключающего устройства (ЗПУ), основанного на этом методе [3].

Этот метод позволяет контролировать ток по амплитуде во всех трех фазах, а в качестве исходной информации, характеризующей значения токов в контролируемых фазах, применять сравнение трех электрических величин по амплитуде непрерывного действия.

Структурная схема ЗПУ, построенного на основе изложенных принципов и удовлетворяющего предъявляемым к нему требованиям, изображена на рис.1.

Схема содержит следующие элементы: преобразующий элемент ПЭ, выпрямители В, схему сравнения СС, реагирующий орган РО и переключающее устройство ПУ.

Формирующие элементы, включенные в трехфазную систему питания электродвигателя, контролируют ток нагрузки во всех его фазах и образуют пропорциональные току нагрузки двигателя ЭДС  $E_1$ ,  $E_2$  и  $E_3$ , которые выпрямляются выпрямительными мостами и поступают на схему сравнения. При нормальной работе двигателя выпрямленные напряжения, подводимые к схеме сравнения, одинаковы по абсолютному значению и взаимно уравновешиваются. При этом на выходе схемы сравнения сигнал (напряжение) отсутству-

ет, отсутствует он и на исполнительных органах.

В случае появления неполнофазного режима в схеме сравнения баланс напряжений нарушается и в исполнительном органе соответствующей (оборванный) фазы появляется ток, под влиянием которого устройство срабатывает и подключает фазосдвигающие емкости к оборванный фазе. Тем самым двигатель переводится в однофазный режим работы. Важно, что при этом не происходит опасного перегрева обмотки статора.

Как уже отмечалось, для правильной оценки режима работы двигателя необходимо контролировать электрические величины во всех трех фазах. Поэтому в данной схеме задача формирующего элемента – создать из трехфазной системы пропорционально токам нагрузки двигателя три ЭДС  $\dot{E}_1$ ,  $\dot{E}_2$  и  $\dot{E}_3$ , которые равны друг другу по абсолютному значению при нормальной работе двигателя.

Контроль нагрузки двигателей при помощи трансформаторов напряжения нецелесообразен, так как по фазным напряжениям невозможно контролировать нагрузку двигателя.

Следовательно,  $\dot{E}_1$ ,  $\dot{E}_2$  и  $\dot{E}_3$  необходимо преобразовать по значениям тока. Это может быть осуществлено разными способами: при помощи трансреакторов, ферритовых колец или трех трансформаторов тока. На рис.2 показан способ преобразования фазных токов в ЭДС (напряжения)  $\dot{E}_1$ ,  $\dot{E}_2$  и  $\dot{E}_3$  методом трех трансформаторов тока.

Первичная обмотка каждого из измерительных трансформаторов тока включается в соответствующую фазу питания двигателя. Во вторичных обмотках трансформаторов образуются ЭДС  $\dot{E}_1$ ,  $\dot{E}_2$  и  $\dot{E}_3$  и напряжения  $\dot{U}_1$ ,  $\dot{U}_2$ ,  $\dot{U}_3$ , имеющие заданное отношение (1)–(3) по значению подве-

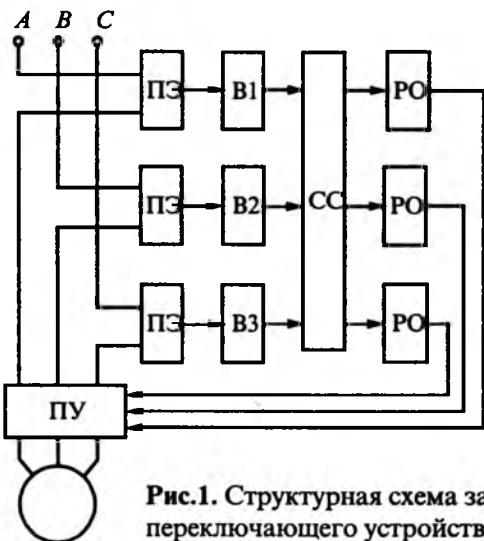


Рис.1. Структурная схема защитно-переключающего устройства

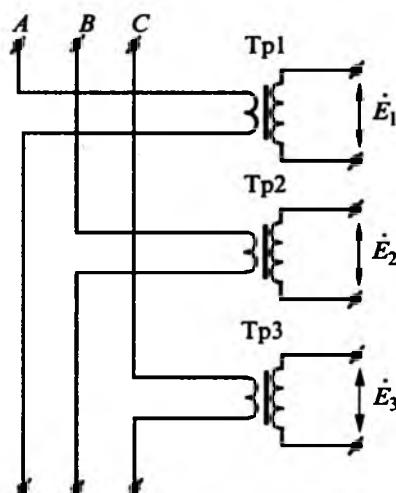


Рис.2. Образование величин  $\dot{E}_1$ ,  $\dot{E}_2$  и  $\dot{E}_3$  методом трех трансформаторов тока

денного тока:

$$\dot{U}_1 = K_1 \dot{I}_A; \quad (1)$$

$$\dot{U}_2 = K_2 \dot{I}_B; \quad (2)$$

$$\dot{U}_3 = K_3 \dot{I}_C, \quad (3)$$

где  $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{U}_3$  – сравниваемые напряжения;  $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$  – фазные токи питающей сети;  $K_1, K_2, K_3$  – комплексные коэффициенты, которые реализуются с помощью промежуточных трансформаторов тока; в нашем случае (в зависимости от требований к защитному устройству)  $K_1 = K_2 = K_3$ .

При помощи амплитуд  $\dot{E}_1, \dot{E}_2$  и  $\dot{E}_3$  появляется возможность контроля за нагрузкой двигателя.

При обрыве одной из фаз питающей сети ток в первичной обмотке промежуточного трансформатора равняется нулю и соответственно во вторичной обмотке ЭДС тоже равняется нулю. Нарушается равновесие напряжения, и на выходе схемы сравнения в зависимости от оборванной фазы появляется соответствующее напряжение, которое достаточно для срабатывания РО. Так, при обрыве фазы  $A$ , т.е. при  $\dot{U}_1 = 0$

$$U_{\text{вых1}} = |\dot{U}_3| - |\dot{U}_1| = |\dot{U}_3|; \quad (4)$$

при обрыве фазы  $B$ , т.е. при  $\dot{U}_2 = 0$

$$U_{\text{вых2}} = |\dot{U}_1| - |\dot{U}_2| = |\dot{U}_1|; \quad (5)$$

при обрыве фазы  $C$ , т.е. при  $\dot{U}_3 = 0$

$$U_{\text{вых3}} = |\dot{U}_2| - |\dot{U}_3| = |\dot{U}_2|. \quad (6)$$

Таким образом, каждый РО работает только при повреждении на определенных фазах. Такое свойство РО называется избирательностью [4].

На основе теоретических исследований и анализе принципов создания фазочувствительных схем была создана схема ЗПУ.

На рис.3 изображена принципиальная схема фазочувствительного полупроводникового ЗПУ для автоматического перевода погружного электродвигателя в однофазный режим работы при обрыве фазы.

Схема состоит из трех одинаковых промежуточных трансформаторов тока  $Tp1, Tp2, Tp3$ , образующих пропорционально току нагрузки электродвигателя вспомогательные напряжения  $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{U}_3$  трех выпрямительных мостов  $B1, B2, B3$  со сглаживающими конденсаторами  $C1, C2, C3$ , балластных резисторов  $R1, R2, R3$  на стороне выпрямленного тока, трех диодов  $D1, D2, D3$ , трех реле  $P1, P2, P3$  и двух рабочих емкостей  $C4, C5$ .

Балластные резисторы  $R1, R2, R3$  в схеме шун-

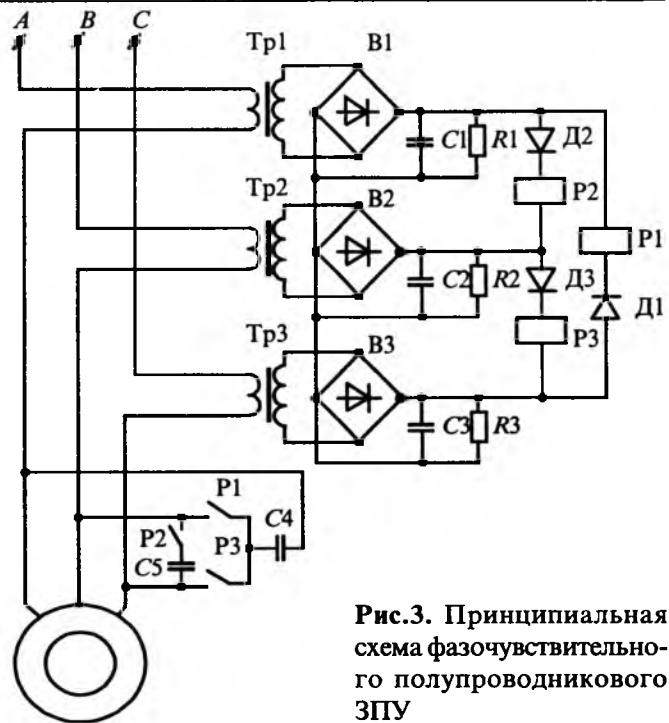


Рис.3. Принципиальная схема фазочувствительного полупроводникового ЗПУ

тируют выпрямители и образуют контур с малым сопротивлением, по которому проходит ток через РО, помимо выпрямителей, представляющих большое сопротивление для токов обратного направления.

Принцип действия разработанного устройства основан на сравнении абсолютных значений трех электрических величин (напряжений) попарно.

При нормальном режиме работы двигателя рабочие фазные токи, проходя через промежуточные трансформаторы тока, образуют три вспомогательных напряжения  $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{U}_3$ , пропорциональные проходящему току. Эти напряжения переменного тока выпрямляются выпрямительными мостами  $B1, B2, B3$  и сравниваются по значению на равновесие напряжений. В нормальном режиме выпрямленные напряжения уравновешиваются попарно и на РО напряжение отсутствует.

В случае потери одной (любой) из фаз равновесие напряжений нарушается, РО оборванной фазы срабатывает и своим контактом подключает оборванную фазу двигателя через конденсатор к соответствующей фазе. При этом двигатель автоматически переходит в однофазный режим работы и не выходит из строя, а продолжает работать с уменьшенной мощностью, благодаря чему не прерывается технологический процесс, обеспечиваемый этим двигателем, что имеет большое значение для потребителей. Устройство просто по конструкции и надежно в эксплуатации. В зависимости от требований, предъявленных к ЗПУ, оно может работать только на отключение при обрыве фазы с выявлением оборванной фазы, что

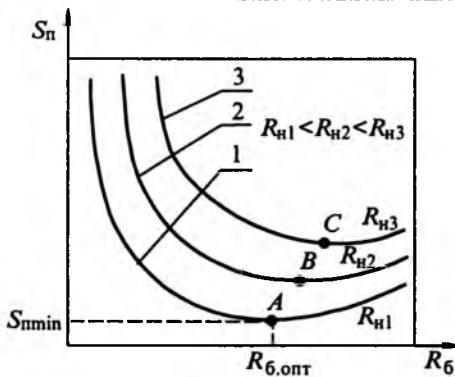


Рис.4. Зависимость изменения потребляемой мощности схемы от значения балластных резисторов в неполнофазных режимах:

1 – при  $R_{h1}$ ; 2 – при  $R_{h2}$ ; 3 – при  $R_{h3}$

позволяет быстро устраниТЬ появившуюся неисправность.

Указанное устройство может монтироваться в станции управления и защиты погружными электронасосами.

Основные параметры элементов схемы ЗПУ выбираются по нижеследующей методике: на характеристики схемы и прежде всего на зависимость выходного сигнала от входных влияют соотношения внутренних сопротивлений источников, сопротивления нагрузки РО и характеристик диодов схемы; учет всех этих факторов позволяет установить оптимальные соотношения, при которых выходной сигнал обладает наибольшим значением при минимальном потреблении мощности предлагаемой схемой.

Выбор параметров элементов схемы целесообразно производить в следующей последовательности. Выбирается тип реагирующего органа с соответствующим сопротивлением катушки реле  $R_h$  и напряжением срабатывания  $U_h$ . При заданном значении мощности срабатывания РО  $S_h$  определяется сопротивление балластных резисторов  $R_6$  ветвей схемы ЗПУ, обеспечивающих минимально возможное потребление мощности схемы. Для выбора балластных резисторов необходимо исследовать поведение схемы в различных режимах: при нормальной работе и в неполнофазных режимах. Следует воспользоваться зависимостями, связывающими значения потребляемой мощности с балластным сопротивлением. При этом потребление схемы в неполнофазном режиме берется как наиболее существенное.

Зависимости между потребляемой мощностью и сопротивлением балластных резисторов  $S_n = f(R_6)$  при неполнофазных режимах показаны на рис.4. Кривые 1, 2 и 3 сняты при разных сопротивлениях нагрузки  $R_{h1} < R_{h2} < R_{h3}$ . Как видно из кривых, каждому значению сопротивлений нагрузки соответствует значение балластных рези-

сторов, при котором обеспечивается минимально возможное потребление мощности схемы, достигающее своего минимума в точках A, B и C. Например, на кривой 1, снятой при  $R_h = 300$  Ом в точке A, оптимальное сопротивление балластного резистора  $R_6 = 210$  Ом. Дальнейшее увеличение или уменьшение  $R_6$  вызывает увеличение потребляемой мощности схемы.

Откладывая на оси ординат максимально возможную мощность потребления схемы, получаем оптимальное  $R_6$ , в котором надежно будет срабатывать электромагнитное реле при аварийном режиме — обрыве фазы.

Правильный выбор эквивалентных сопротивлений схемы при известных сопротивлениях балластных резисторов  $R_6$  не вызывает тока небаланса в реагирующем органе.

Чтобы определить мощность балластного резистора, необходимо знать ток  $I_6$ , протекающего через него. В нормальном режиме работы при  $E_1 = E_2 = E_3$  по всем балластным резисторам проходит одинаковый по величине ток  $I_6$ . Определяющим для выбора мощностей балластных резисторов  $R_6$  является режим нормальной работы, когда к схеме длительно приложены напряжения, пропорциональные току нагрузки.

Мощность балластных резисторов  $R_6$  выбирается согласно известному выражению

$$I_6^2 R_6 \leq P, \quad (7)$$

где  $I_6$  — ток, протекающий через балластный резистор в нормальном режиме;  $R_6$  — сопротивление балластного резистора;  $P$  — номинальная мощность резистора.

Выбор соответствующего типа вентиля связан с ЭДС  $E_1$ ,  $E_2$  и  $E_3$ , уровень которых в данном случае ограничивается потреблением схемы.

Во всех случаях длительный прямой ток  $I_0$  вентиля должен удовлетворять требованию

$$I_0 \leq K_h I_{\text{пр.м}}, \quad (8)$$

а обратное напряжение

$$U \leq K_h U_{\text{обр.м}}, \quad (9)$$

где  $I_{\text{пр.м}}$  — максимальный прямой ток в неполнофазном режиме;  $U_{\text{обр.м}}$  — максимально допустимое обратное напряжение;  $K_h$  — коэффициент надежности для ответственных схем защиты,  $K_h = 0,5$ .

Затем на основе минимально потребляемой мощности схемы рассчитываются параметры промежуточного трансформатора тока.

## Выводы

1. Предложен новый принцип защиты электродвигателей от наиболее частых и опасных аварийных режимов — обрыва фаз с сохранением его в работе без ущерба производству.

2. Выяснены общие принципы выполнения фазочувствительного полупроводникового защитно-переключающего устройства, приведены теорети-

ческие предпосылки к обоснованию предлагаемой схемы.

3. Впервые проанализирована схема сравнения трех электрических величин как элемент защиты электродвигателей. На основании анализа схемы доказана возможность ее применения.

4. Впервые предлагается не отключать, а автоматически переводить в однофазный режим работы асинхронные электродвигатели при обрыве фазы питающей сети, обеспечивая тем самым бесперебойную работу.

5. Разработанная методика выбора параметров схемы защитно-переключающего устройства позволяет выбирать режим максимальной чувствительности для реагирующего органа при заданных исходных величинах схем.

#### Список литературы

1. Большаков А.А., Саидов Р.А. О повышении надежности защиты погружных электродвигателей от неполнофазных режимов//Тр.ЧИМЭСХ. 1977. Вып. 123. С.84–86.

2. Измайлова И.И. Эксплуатация и ремонт водозаборных скважин и колодцев в сельском хозяйстве. М.: Россельхозиздат, 1971.

3. А.с. 734844 СССР. Устройство для защиты трехфазного электродвигателя от обрыва фазы / А.А.Пястолов, А.А.Большаков, А.Я.Чураков, Н.И.Чернопятов, Р.А.Саидов//Открытия. Изобретения. 1980. № 18.

4. Чернобровов Н.В. Релейная защита. М.: Энергия, 1971.



**Саидов Расим Азим оглы** — доцент кафедры "Электротехника" Азербайджанского технологического университета. В 1973 г. с отличием окончил факультет электрификации Азербайджанской сельскохозяйственной академии. В 1978 г. окончил очную аспирантуру при кафедре "Электрические машины" Челябинского аграрного университета. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Разработка и исследование устройства для обеспечения непрерывности технологического процесса при неполнофазных режимах погружных электродвигателей сельскохозяйственного водоснабжения".

## ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

### Разработка радиационных методов контролируемого регулирования времени жизни неравновесных носителей заряда в силовых полупроводниковых приборах

ЧИБИРКИН В.В., канд. техн. наук, ГЕЙФМАН Е.М., доктор техн. наук

Задача улучшения динамических свойств и получения оптимального сочетания основных параметров СПП связана, прежде всего, с необходимостью контролируемого уменьшения времени жизни  $\tau$  неравновесных носителей заряда (ННЗ).

Практически все методы уменьшения времени жизни ННЗ в монокристаллическом кремнии основаны на создании дополнительных каналов рекомбинации носителей заряда через глубокие центры в запрещенной зоне, вводимые в объем кристалла либо путем диффузии атомов соответствующих элементов, либо радиационными методами при облучении полупроводника пучком частиц высоких энергий.

Специфика применения методов регулирования  $\tau$  определяется спектром и свойствами вводимых центров рекомбинации (ЦР), их распределением по объему кристалла и термостабильностью, а также исходными геометрическими и электрофизическими свойствами полупроводниковой структуры до проведения регулирования  $\tau$ . Поэтому, хотя различные способы регулирования  $\tau$  для управления динамическими свойствами полупроводниковых приборов достаточно хорошо известны, их непосредственное использование в произ-

водстве отечественных СПП затруднительно, так как свойства, концентрация и форма распределения ЦР сильно зависят также и от "предыстории" прибора - свойств исходного материала, характера технологических процессов, проводимых до введения ЦР и т.п.

Поэтому изучение свойств ЦР, образующихся в процессе изготовления СПП по используемым в массовом производстве технологиям [1,2], разработка с учетом этих особенностей методов контролируемого регулирования времени жизни ННЗ являются актуальными.

В статье описаны некоторые из разработанных и освоенных в производстве в ОАО "Электровыпрямитель" радиационных методов контролируемого регулирования времени жизни ННЗ в силовых полупроводниковых приборах, обеспечивающих высокий процент выхода годных СПП с заданными свойствами и высокими динамическими параметрами в условиях массового производства.

#### Влияние протонного облучения на основные параметры тиристоров

Было исследовано влияние энергии и дозы протонного облучения на основные параметры тири-

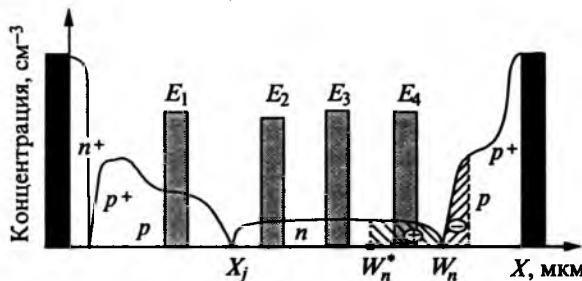


Рис.1. Расположение ОПР в базовых областях тиристорной структуры ( $X$  – толщина тиристорной структуры;  $X_j$  – глубина залегания коллекторного  $p$ - $n$ -перехода;  $W_n$  – ширина  $n$ -базового слоя;  $W_n^*$  – расчетная ширина объемного заряда в базе  $n$ -типа при максимальном блокирующем напряжении)

сторов [3]. Из полученных результатов следует, что место расположения области повышенной рекомбинации (ОПР) в тиристорной структуре, при прочих равных условиях, определяет как эффективность ее влияния на уменьшение времени выключения  $t_q$ , так и степень изменения основных параметров тиристора.

Экспериментальное исследование влияния энергии протонов и дозы облучения на изменение основных характеристик тиристоров проводилось на 30  $p$ - $n$ - $p$ - $n$ -структур тиристора типа Т453-800. Они были разделены на 8 групп. Для каждой группы устанавливалось свое значение дозы и энергии протонов при облучении. Облучение проводилось при четырех фиксированных значениях энергии протонов  $E_1 = 2,7$  МэВ;  $E_2 = 4,1$  МэВ;  $E_3 = 5,5$  МэВ;  $E_4 = 6,9$  МэВ и двух дозах облучения  $\Phi_1 = 5 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-2}$  и  $\Phi_2 = 10 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-2}$ . С учетом толщины слоя металлизации глубина пробега протонов в структуре для отмеченных энергий соответственно составляла  $X_1 \approx 78$  мкм;  $X_2 \approx 155$  мкм;  $X_3 \approx 270$  мкм;  $X_4 \approx 340$  мкм. Для случая облучения с энергией  $E_1$  ОПР создавалась в  $p$ -базе тиристорных структур, а для энергий  $E_2$ ,  $E_3$ ,  $E_4$  максимум концентрации РД создавался в  $n$ -базе (рис.1).

До и после облучения структур протонами контролировались следующие параметры приборов: напряжение переключения  $U_{BO}$  и обратное напряжение пробоя  $U_{BR}$  при  $T = 295$  К, импульсное напряжение в открытом состоянии  $U$  при амплитуде анодного тока  $I = 2500$  А, отпирающий постоянный ток управления  $I_{GT}$  и отпирающее постоянное напряжение управления  $U_{GT}$  при  $T = 295$  К, время выключения при  $T = 395$  К, повторяющийся импульсный ток в закрытом состоянии  $I_{DRM}$  и повторяющий импульсный обратный ток  $I_{RRM}$  при  $T = 395$  К.

Полученные результаты показывают, что увеличение энергии протонов и дозы облучения в ис-

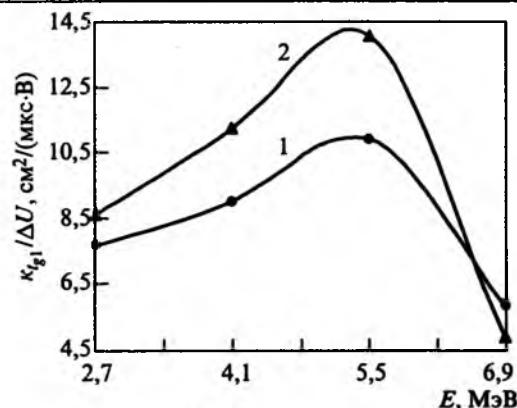


Рис.2. Зависимость  $k_{q1}/\Delta U$  при протонном облучении от энергии протонов:

1 – доза протонного облучения  $\Phi = 10^{11} \text{ см}^{-2}$ ;  
2 –  $\Phi = 5 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-2}$

пользованном интервале значений приводит к росту  $U$  на значение  $\Delta U = 0,2 \div 1,1$  В при одновременном снижении  $t_q$  от 180–220 до 70–150 мкс.

На рис.2 представлена зависимость отношения коэффициента деградации времени выключения  $k_{q1}$  тиристоров типа Т453-800 к увеличению значения  $U_{\tau}$  ( $\Delta U_{\tau} = U_1 - U_0$ ) от энергии протонов.

$$k_{q1} = (1/t_{q1} - 1/t_{q0})/\Phi_1, \quad (1)$$

где  $t_{q0}$ ,  $t_{q1}$  – время выключения тиристора до и после облучения протонами. Эта величина характеризует относительное снижение  $t_q$  в зависимости от увеличения  $U$ .

Очевидно, что чем выше  $k_{q1}$ , тем лучше будет сочетание  $U$  и  $t_q$  после облучения. Из рис.2 видно, что наиболее эффективным является облучение с энергиями 4,0–6,0 МэВ, создающее ОПР в приколлекторной зоне  $n$ -базовой области.

При дозах облучения менее  $10^{12} \text{ см}^{-2}$  влияние протонного облучения на значения  $U_{BO}$ ,  $U_{BR}$ ,  $I_{GT}$ ,  $U_{GT}$  оказалось незначительным. Наиболее заметный отрицательный эффект, к которому приводит протонное облучение, состоит в ухудшении блокирующей способности тиристорных структур, что проявляется в росте значения  $I_{DRM}$  при высоких энергиях протонов (4,1–6,9 МэВ). Это обусловлено введением в область объемного заряда коллекторного  $p$ - $n$ -перехода радиационных генерационно-рекомбинационных центров. Наиболее значимым в этом отношении является процесс создания дивакансий, скорость введения которых при протонном облучении высока, а параметры РД таковы, что он является очень эффективным генерационным центром.

В рамках данного эксперимента обратный ток утечки анодного перехода  $I_{RRM}$  при облучении выпрямительных элементов (ВЭ) протонами с энергиями  $E_1 \div E_3$  снижался что, очевидно, обусловлено тем, что, с одной стороны, образовывающиеся при протонном облучении дефекты не попа-

дали в область объемного заряда анодного *p-n*-перехода, а с другой стороны, эти дефекты снижали коэффициент переноса через *p*- и *n*-базы тиристора. Однако при облучении ВЭ протонами с энергией 6,9 МэВ значение  $I_{RRM}$  практически не изменилось. Это связано, вероятно, с тем, что некоторая часть радиационных дефектов уже оказывается в области объемного заряда анодного перехода, что приводит к росту генерационного тока в этой области, компенсируя снижение  $I_{RRM}$  из-за уменьшения коэффициента переноса.

Из изложенного следует, что для достижения лучших сочетаний параметров  $U-t_q$  и для сохранения малых значений  $I_{RRM}$  облучение протонами следует проводить в *n*-базовую область, причем длина их пробега  $X$  должна удовлетворять соотношению

$$X_j < X < X_j + W_n - W_n^*. \quad (2)$$

Интенсивность потока протонов при облучении устанавливается таким образом, чтобы при сканировании протонным пучком за время набора требуемой дозы облучения обеспечивалось многократное ( $10^2$  раз) прохождение протонного пучка по облучаемой площади ВЭ. Такой режим обеспечивает равномерную плотность облучения. Поскольку большие дозы облучения ( $\Phi \geq 10^{12} \text{ см}^{-2}$ ) заметно ухудшают параметры тиристоров, интенсивность потока протонов не должна быть более  $10^{10} \text{ см}^{-2} \cdot \text{с}^{-1}$ .

Были проведены исследования влияния термостабилизирующего отжига на параметры тиристоров типа Т453-800 с параметрами, описанными выше, облученных протонами с энергией 2,5 МэВ и дозой  $10^{11} \text{ см}^{-2}$ . Отжиг приборов проводился для пяти фиксированных значений температуры в интервале 470–570 К.

Экспериментально установлено, что отжиг при температурах 500–520 К в течение  $3 \leq t_0 \leq 5$  ч является наиболее оптимальным, так как обеспечивает минимальные значения тока утечки коллекторного *p-n*-перехода  $I_{DRM}$ , не увеличивая при этом  $t_q$ .

#### Оптимизация процессов регулирования времени жизни неравновесных носителей заряда в диодах и тиристорах в условиях массового производства

Процесс электронного облучения позволяет эффективно снижать время выключения тиристоров и заряд обратного восстановления  $Q_{rr}$  тиристоров и диодов, однако при этом происходит рост импульсного напряжения в открытом состоянии тиристоров и прямого напряжения диодов [4].

Все СПП характеризуются предельно допустимыми значениями  $U$  ( $U_{TM}$  – для тиристоров;  $U_{FM}$  – для диодов), при превышении которых СПП в производстве считаются браком. Поэтому для до-

стижения наилучшего распределения приборов по динамическим параметрам ( $t_q, Q_{rr}$ ) необходимо, чтобы все приборы партии имели значения, близкие к предельным, но не превышали их. Кроме этого, в ряде случаев, в частности для работы СПП в параллельном соединении, необходимо, чтобы все СПП, поставляемые заказчику, имели малый (им заданный) разброс по значению  $U$ .

Поэтому после каждого облучения все элементы одного типа должны иметь различия по значению регулируемого параметра не более чем на заданную величину. Однако элементы даже одного типа характеризуются разными параметрами до облучения и разной скоростью их изменения в процессе облучения. Поэтому для выполнения этого условия нужно уметь определять такие зависимости конкретно для каждого элемента и обеспечить воспроизводимые режимы облучения.

Нами были установлены и экспериментально подтверждены такие зависимости для регулирования  $U$  и  $Q_{rr}$  [5,6]. Из полученных результатов следует, что для обеспечения требуемой точности регулирования этих параметров процесс облучения нужно проводить поэтапно.

При регулировании  $U$  и  $Q_{rr}$  максимальную и минимальную дозы или время полного облучения для каждого *i*-го ВЭ нужно определять из соотношений

$$\Phi_i = \frac{\ln^2 \left( \frac{U_3 - U_{0i}}{a_i} + e^{bi} \right) - b_i^2}{k_{ti} \tau_{0i} b_i^2}, \quad (3)$$

где  $U_3$  – требуемое значение  $U$  после облучения;  $U_{0i}, \tau_{0i}$  – значения  $U$  и  $\tau$  *i*-го ВЭ до облучения;  $a_i$  – коэффициент для *i*-го ВЭ

$$a_i = \frac{U_{1i} - U_{0i}}{e^{W/2\sqrt{D^* \tau_{1i}}} - e^{bi}} \quad (4)$$

( $U_{1i}, \tau_{1i}$  – значение  $U$  и  $\tau$  *i*-го ВЭ после первого этапа облучения;  $W$  – ширина эффективной базовой области;  $D^*$  – коэффициент амбиполярной диффузии);

$$b_i = W/2\sqrt{D^* \tau_{0i}};$$

$k_{ti}$  – коэффициент деградации времени жизни для *i*-го ВЭ,

$$k_{ti} = \frac{\tau_{0i} - \tau_{1i}}{\tau_{0i} \tau_{1i} \Phi_{ki\phi}} \quad (5)$$

( $\Phi_{ki\phi}$  – фактическая доза облучения *i*-го ВЭ на первом этапе);

$$\text{и} \quad T_{2i\max} = \frac{Q_{1i} - (Q_i - \Delta Q)}{Q_{1i} (Q_i - \Delta Q) k_{Q_{1i}}}; \quad (6)$$

$$T_{2i\min} = \frac{Q_{1i} - (Q_i + \Delta Q)}{Q_{1i} (Q_i + \Delta Q) k_{Q_{1i}}}, \quad (7)$$

где  $Q_{li}$ ,  $Q_{0i}$  – значения  $Q_{ri}$  для  $i$ -го ВЭ после и до первого облучения;  $Q_i$  – требуемое значение  $Q_{ri}$ ;  $\Delta Q$  – допустимое значение отклонения  $Q_{ri}$  от  $Q_i$ ;  $T_{1i}$  – фактическое время первого облучения;  $k_{Q_{li}}$  – коэффициент деградации  $Q_{ri}$  для  $i$ -го ВЭ,

$$k_{Q_{li}} = \frac{Q_{0i} - Q_{li}}{Q_{0i} Q_{li} T_{1i}}. \quad (8)$$

Эксперименты, проведенные на большом количестве образцов показали, что у всех приборов после облучения потоком быстрых электронов по описанной методике значения  $U$  и  $Q_{ri}$  оказываются в требуемом диапазоне.

Были также разработаны оптимизированный процесс локального облучения области управляющего электрода тиристора и исследовано его влияние на основные параметры тиристоров.

Для получения малых значений времени выключения у тиристоров область ВЭ шириной до 1 мм, прилежащая к управляющему электроду, должна иметь повышенное значение критического заряда включения  $Q_{kp}$  по сравнению с остальной частью ВЭ тиристора. Это обусловлено тем (рис.3), что в этой области емкостной ток, возникающий при приложении к тиристору быстронапрастающего анодного напряжения ( $du/dt$ ), выше, чем в более удаленных от УЭ областях, поскольку к нормальному току  $I_{c,h}$ , плотность которого одинакова по всей площади ВЭ, в этой области добавляется тангенциальный ток  $I_{c,t}$ , возникающий в области УЭ.

Однако чрезмерное увеличение  $Q_{kp}$  в этой области приводит к повышению времени включения и росту энергии потерь при включении.

Поскольку полупроводниковые структуры (ПС) даже одного типа имеют различия в геометрических и электрофизических параметрах возникающие в процессе их изготовления, степень минимально необходимого дополнительного повышения  $Q_{kp}$  для обеспечения снижения  $t_q$  для каждой

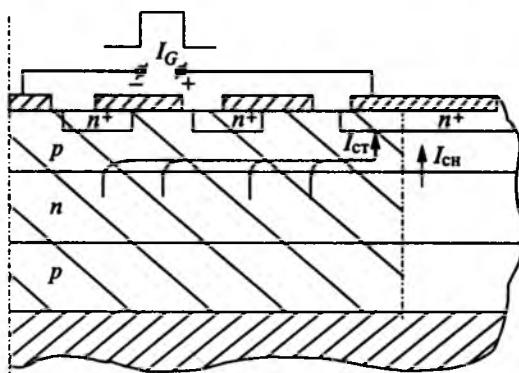


Рис.3.  $n^+$ - $p$ - $n$ - $p$ -структура тиристора после локального облучения (область локального облучения отмечена штриховкой)

ПС будет разной. Поэтому необходимо определять это значение для каждого прибора и при проведении локального облучения не превышать его.

Для определения возможного снижения времени выключения тиристора за счет увеличения  $Q_{kp}$  измерение  $t_q$  проводят два раза. Второе измерение времени выключения  $T_q^2$  проводят в том же режиме, что и первое измерение  $T_q^1$ , но в момент прохождения анодного тока тиристора через нуль в цепь управления подается запирающий импульс тока.

Запирающий импульс тока управления позволяет существенно повысить  $Q_{kp}$  в указанной области. Поэтому, если  $T_q^2 < T_q^1$ , то это означает, что значение  $Q_{kp}$  в ней мало. Поскольку  $T_q^2$  – это время выключения основной части ВЭ тиристора, то  $Q_{kp}$  в области управляющего электрода нужно увеличивать ровно настолько, чтобы снизить  $T_q^1$  до  $T_q^2$ .

Увеличения  $Q_{kp}$  можно достичь, например, путем локального облучения этой области высоконергетичными протонами или электронами. Зависимость изменения  $t_q$  в ОПР при ее локальном облучении для  $i$ -й ПС дозой  $\Phi_{li}$  можно описать соотношением

$$\frac{1}{T_{qli}^1} = \frac{1}{T_{qli}^1} + k_{T_{li}} T_{li}, \quad (9)$$

где  $k_{T_{li}}$  – коэффициент деградации времени выключения  $i$ -го ВЭ в зависимости от времени облучения при локальном облучении ОПР в заданном режиме;  $T_{li}$  – приведенное время облучения  $i$ -го ВЭ с учетом плотности потока электронов.

Для определения  $k_{T_{li}}$  облучение проводят в два этапа. После первого этапа значение  $k_{T_{li}}$  определяют из соотношения

$$k_{T_{li}} = \frac{T_{q0li}^1 - T_{qli}^1}{T_{li} T_{q0li}^1 T_{qli}^1}, \quad (10)$$

где  $T_{q0li}^1$ ,  $T_{qli}^1$  – время выключения  $i$ -го тиристора при первом измерении  $t_q$  до и после облучения, соответственно;  $T_{li}$  – время первого облучения  $i$ -го тиристора.

Отработка описанного процесса проводилась на трех типах тиристоров по 30 штук каждого типа, изготовленных по серийной технологии: ТБ323-250, ТБИ343-500, ТБ453-630.

Результаты экспериментальных исследований показали, что проведение локального облучения в соответствии с разработанным процессом позволяет существенно (на отдельных образцах более чем в 3 раза) снизить  $t_q$  у тиристоров, имеющих повышенное  $Q_{kp}$  в ОПР, при незначительном увеличении  $U$  и без ухудшения остальных параметров.

## Список литературы

1. Аринушкин В.Н., Гейфман Е.М., Ременюк А.Д. и др. Исследование образования и отжига радиационных дефектов в силовых полупроводниковых приборах при электронном облучении//Электротехника. 1993. № 1. С. 60–63.

2. Гейфман Е.М., Сережкин Ю.Н., Чибиркин В.В. Распределение А-центров в базовых областях силовых полупроводниковых приборах при электронном облучении//Электротехника. 1997. № 11. С 21–23.

3. Чибиркин В.В., Гейфман Е.М. Исследование влияния протонного облучения на основные параметры тиристоров //Проблемы и прикладные вопросы физики: Тез. докл. II международной научно-технической конф. Саранск, 1999. С.190.

4. Гейфман Е.М., Канев Д.Д., Федотов А.Н., Чибиркин В.В. Методы управления технологическим процессом электронного облучения СПИ//Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-98: Тр. IV Международной конф. Новосибирск, 1998. Т. 2. С. 185–188.

5. Пат. 2119211 Россия, 6 Н 01 Л 21/66. Способ регулирования величины напряжения в открытом состоянии тиристоров и диодов / Е.М. Гейфман, Г.И.Громов, Д.Д.Канев, В.В.Чибиркин//Открытия. Изобретения. 1998. № 26.

6. Пат. 2110113 Россия, 6 Н 01 Л 21/263. Способ регулирования величины заряда обратного восстановления полупроводниковых приборов с заданной точностью/Е.М.Гейфман, Д.Д.Канев, О.П.Ксенофонтов, В.В.Чибиркин//Открытия. Изобретения. 1998. № 12.

## ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

## К повышению чувствительности соленоидных преобразователей с секционной катушкой

АДЫГЕЗАЛОВ С.В., канд.техн.наук, АДЫГЕЗАЛОВ В.С.

## Сумгантский ГУ

Соленоидные преобразователи с секционной катушкой индуктивности находят все большее применение в устройствах измерения теплотехнических параметров производств химической и нефтяной промышленностей [1–3]. Преобразователи с идентично секционной катушкой обладают более широким диапазоном измерения и линейностью характеристики [3, 4].

Зависимость изменения выходного напряжения от перемещений сердечника преобразователей с идентично секционной катушкой определяется выражением [4]

$$\Delta u = \frac{\Delta E}{(n+1)h} X,$$

где  $\Delta E$  — модульное значение приращения ЭДС индукции секции от полного введения в нее сердечника, В;  $n$  — число секций катушки преобразователя;  $h$  — длина сердечника, равная длине одной секции, м;  $X$  — перемещения сердечника, м.

Приращение выходного напряжения преобразователя, приходящееся на единицу перемещения сердечника,

$$S = \frac{\Delta E}{(n+1)h},$$

т.е. чувствительность преобразователя при постоянстве остальных параметров обратно пропорциональна числу секций катушки индуктивности. Следовательно, расширение диапазона измерения таких преобразователей, связанное с увеличением числа секций при заданной длине сердечника, приводит к снижению чувствительности. Поэтому при разработке широкодиапазонных преобразователей стремятся сохранить наряду с линейностью характеристики также и необходимую чувствительность преобразования. Задача эта непростая, расширение рабочего диапазона средств измерений в сторону больших значений измеряемой величины чаще всего ограничивается не-

линейностью характеристик и снижением чувствительности, измерительных преобразователей в большем диапазоне измерения преобразуемой величины [5].

Достаточно высокую чувствительность, а также линейность характеристики, при сравнительно небольшой длине подвижного сердечника, обеспечивают соленоидные преобразователи со ступенчатыми обмотками [2]. Однако в диапазонах 1,5–2 м и более и условиях, не допускающих значительного увеличения длины подвижного элемента, возрастают масса катушки и поперечные размеры преобразователя, а также среднее значение зазора подвижного элемента, появляется нелинейность в характеристике. Например, в уровнях длины подвижного элемента обуславливает неизмеряющийся слой на дне сосуда жидкости. Кроме того, от длины поплавка, несущего подвижный элемент преобразователя, а следовательно, его начальной глубины погружения зависит погрешность, связанная с изменением плотности жидкости, например от температуры, поэтому стремятся недопустить значительного увеличения высоты поплавка, а при возможности делать его в форме шара или кольца.

В предлагаемом авторами статьи преобразователе использованы преимущества как ступенчатых обмоток, так и идентично секционных [1,4], т.е. сохранен принцип идентичных  $LR$ -секций, но последние выполнены ступенчатой намоткой. Это обеспечило возможность значительно расширить диапазон измерения при заданном коротком сердечнике с сохранением необходимой чувствительности и точности преобразования.

На рис.1, 2 приведены принципиальные конструктивная и электрическая схемы разработанного преобразователя. Он содержит подвижный элемент, представляющий собой цилиндрический пустотелый ферромагнитный короткий сердечник 1 (рис.1), который имеет возможность свободно перемещаться внутри трубы 2, выполненной из немагнитного материала,

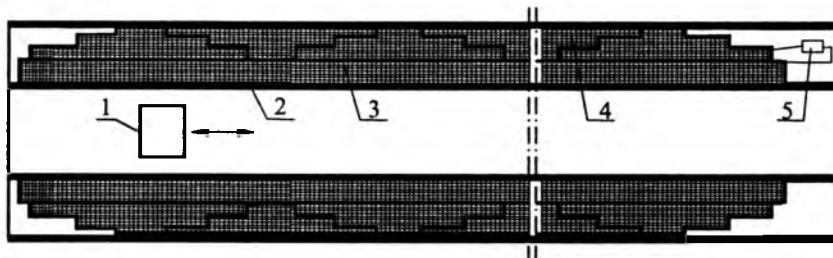


Рис.1. Принципиальная конструктивная схема преобразователя

например из нержавеющей стали. Вдоль измеряемого диапазона перемещений сердечника распределена катушка индуктивности преобразователя, включающая равномерную возбуждающую 3 и секционную измерительную 4 обмотки. Измерительная обмотка 4 выполнена в виде ступенчатых обмоток двух видов – с внешней ступенчатой поверхностью и с внутренней ступенчатой поверхностью, которые расположены с чередованием между собой и совмещением их ступенчатых поверхностей. Длины ступеней одинаковы и равны длине сердечника 1, их намоточные характеристики постоянны в пределах, каждой ступени. Ступенчатые обмотки соединены согласно последовательно. Из точек их соединения выведены токоотводы, к которым присоединены одним из зажимов резисторы 5, другие зажимы резисторов соединены в один узел. Номинальные сопротивления резисторов одинаковы и значительно превышают сопротивления ступенчатых секций катушки преобразователя. Выходное напряжение преобразователя  $u_{\text{вых}}$  снимается с зажимов резистора, подсоединеного к концу измерительной обмотки (рис.2).

Преобразователь работает следующим образом. При протекании переменного тока через возбуждающую обмотку 3 возникает магнитное поле, наводящее в измерительной обмотке 4 ЭДС индукции. На той части измерительной обмотки, где находится сердечник, воспринимающий измеряемое перемещение, эта ЭДС имеет максимальное значение. Каждому положению сердечника соответствует определенное распределение тока через резисторы, соединенные между собой параллельно через несодержащие сердечник секции измерительной обмотки.

При начальном значении измеряемого перемещения (нулевое положение сердечника) сердечник находится возле крайней нижней (левой по рис.2) секции, т.е. у начала измерительной обмотки. При этом распределение тока происходит между крайним нижним резистором и всеми остальными резисторами 5, па-

раллельно включенными через витки обмотки, сопротивлением которых можно пренебречь по сравнению с сопротивлениями 5.

В нулевом положении сердечника значение тока через крайний верхний резистор, а следовательно, и напряжение на его зажимах  $u_{\text{вых}}$  минимальны. По мере перемещения сердечника 1 вверх вдоль измеряемого диапазона

сердечник постепенно выходит из одной ступенчатой секции и одно-временно входит в другую. В результате этого количество резисторов, параллельных с верхним резистором уменьшается, а резисторов, параллельных с нижним, увеличивается. Благодаря этому монотонно растет ток через верхний резистор и соответственно уменьшается ток через нижний резистор, достигая максимума в верхнем резисторе при нахождении сердечника вблизи конца измерительной обмотки на верхнем краю диапазона измерения перемещений сердечника. При этом напряжение на зажимах верхнего резистора  $u_{\text{вых}}$  также максимально.

Основные данные экспериментальной конструкции преобразователя таковы: предел измерения 2000 мм; статическая характеристика линейная; основная погрешность преобразователя уточнится после выполнения работ, связанных с метрологической аттестацией уровнемера жидкости, в котором он использован, полагается  $\pm 1\%$ , не более; катушка преобразователя намотана на трубу из немагнитной нержавеющей стали диаметром 56 мм; намоточный провод ПЭВ-0,33; число слоев возбуждающей обмотки и ступеней измерительной обмотки 2; сердечник изготовлен из электротехнической стали с толщиной листа 0,5 мм в виде цилиндра с размерами 32×32 мм; сопротивление резисторов катушки 8,2 кОм; преобразователь снабжен с резистивным сопротивлением  $R_d$  и бифилярно намотанной обмоткой, подключаемой к схеме коррекции температурной погрешности вторичной измерительной цепи (не показаны на рис.2) [6]; ток возбуждающей обмотки 0,1 А; частота 50 Гц; статическая характеристика преобразователя имеет участковые периодические нелинейности 0,06%.

Описанный преобразователь положен в основу уровнемера жидкого хлора с шаровым поплавком, который успешно прошел промышленные испытания в танке жидкого хлора № 6-1, производства хлора и каустической соды Сумгайтского завода «Оргсинтез».

#### Список литературы

1. А.с. 468098 СССР. Индуктивный аналоговый уровнемер/Ю.А. Гаркуша, И.И. Романенко//Открытия. Изобретения. 1975. № 15.
2. Мамедов Ф.И. и др. Устройство УХ-1 для измерения уровня жидкого хлора в танках//Химическая промышленность. 1984. № 6. С. 375.
3. Адыгезалов С.В. Улучшение метрологических характеристик уровнемеров хлора в танках УХ-2//Химическая промышленность. 1989. № 3. С. 75.
4. Адыгезалов С.В., Мамедов Ф.И. Выбор параметров схемы электромагнитного преобразователя соленоидного типа // Электротехника. 1983. № 7. С. 71-73.
5. Электрические измерения неэлектрических величин /под ред. В.П. Новицкого. Л.: Энергия, 1975.
6. Дадашева Р.Б. и др. Повышение точности уровнемера жидкого хлора УХ-2М //Химическая промышленность. 1988. № 9. С. 50.

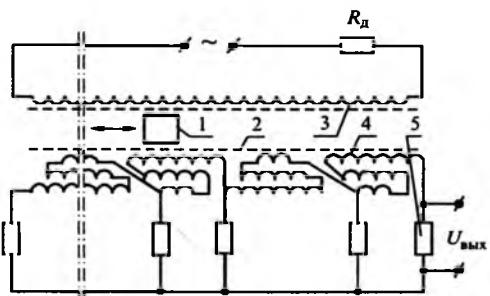


Рис.2. Принципиальная электрическая схема преобразователя

## Борис Иванович Петленко (к 60-летию со дня рождения)

Исполняется 60 лет Президенту Академии электротехнических наук РФ Борису Ивановичу Петленко – Заслуженному деятелю науки РФ, доктору технических наук, профессору, заведующему кафедрой "Электротехника и компьютеризированные электромеханические системы" Московского государственного технического университета "МАМИ".

В 1964 г. он с отличием окончил Красноярский политехнический институт по специальности "Электропривод и автоматизация промышленных установок", после чего был ассистентом кафедры теоретическая и общая электротехника того же института.

В 1965 г. поступил в аспирантуру Московского энергетического института на кафедру "Автоматика и телемеханика". В 1969 г. защитил кандидатскую, в 1983 г. докторскую диссертацию.

После защиты кандидатской диссертации Б.И.Петленко работал в нефтегазовой промышленности, а с 1971 по 1991 гг. в Московском автомобильно-дорожном институте, где он прошел славный трудовой путь от старшего преподавателя до заведующего кафедрой. С 1991 г. по настоящее время он заведует кафедрой "Электротехника и компьютеризированные электромеханические системы" Московского государственного технического университета (МАМИ).

Профессор Петленко Б.И. – один из ведущих ученых страны в области нетрадиционных электромеханических и информационно-управляющих электронных систем.

В 1965-1975 гг. им выполнен комплекс теоретических и экспериментальных исследований систем речевой коммуникации в искусственных атмосферах, используемых при глубоководных погружениях и перспективных для длительных космических полетов. Результатом этих исследований явилось создание аппаратуры специальной связи, принятой в серийное производство. Аппаратура позволила коренным образом улучшить эффективность речевой связи с глубоководными водолазами и соответственно эффективность их действий.

Более двадцати пяти лет Б.И. Петленко посвятил исследованию и разработке специальных электромеханических систем.

Им заложены основы теории нетрадиционных электроприводов на базе нового класса линейных электродвигателей. В них, в отличие от традиционных электродвигателей, управление осуществляется не по силовой цепи, а с помощью магнитоидиностного экрана в воздушном зазоре.

Проведенные фундаментальные исследования позволили разработать на базе линейных электроприводов многообразную номенклатуру подъемно-транспортного оборудования. Многие виды этого оборудования не имеют аналогов в мировой практике, защищены патентами и авторскими свидетельствами.

В последние десятилетия Б.И. Петленко занимается также теоретическими проблемами и разработкой специальных электротехнических комплексов на базе новейших достижений электромеханики и электроники.



Это позволило в содружестве с предприятиями оборонного комплекса разработать перспективные системы для большегрузных многоопорных автотранспортных средств. Среди них – микропроцессорные системы управления многодвигательными тяговыми электроприводами, дизель-генераторными установками, рулевыми системами и подвеской большегрузных автотранспортных средств.

Отдельно следует отметить работы Б.И. Петленко в области электромобилей с комбинированными энергоустановками, включающими источники энергии различной физической природы, в том числе и емкостные накопители энергии. Эти работы позволили вплотную подойти к реализации нового поколения автономного экологиче-

ки чистого транспортного средства.

Результаты теоретических и экспериментальных работ Б.И. Петленко широко используются в научно-практической деятельности различных организаций и предприятий, а также в учебном процессе.

Б.И. Петленко создана признанная научная школа по нетрадиционным электротехническим системам. Под его руководством подготовлены 32 доктора и кандидата технических наук.

Активную научную работу Б.И. Петленко совмещает с преподавательской деятельностью. В МАМИ им организована новая специализация "Электропривод и микропроцессорные системы управления на автомобилях и электромобилях", написаны соответствующие учебные и методические пособия.

Он активно участвует в повышении квалификации российских и зарубежных специалистов и преподавателей, подготовил специалистов высшей квалификации для Китая, Вьетнама, Сирии, Болгарии, Польши. Выезжал для чтения лекций, оказания научной и методической помощи в различные вузы и на предприятия нашей страны и зарубежья.

Результаты научной деятельности Б.И. Петленко отражены в более 300 научных публикациях, в том числе книгах, учебно-методических пособиях, авторских свидетельствах на изобретения и патентах.

Юбиляр занимается заметной общественной деятельностью. Он был членом секции "Автоматизация, информатика, приборостроение, энергетика" комиссии при Президенте РФ по Государственным премиям Российской Федерации в области науки и техники, экспертного совета ГКНТ по электромобилям в качестве председателя, является председателем и членом ряда докторских советов и др.

Б.И. Петленко – один из основателей Академии электротехнических наук РФ. В 1993 г. был избран первым вице-президентом, а в 1999 г. – Президентом АЭН РФ, одновременно руководя научно – отраслевым отделением "Электротехнические системы транспорта и космической техники" академии.

Коллеги и друзья желают юбиляру здоровья, благополучия и успехов в научной, педагогической и общественной деятельности.

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

Сдано в набор 25.02.2002. Подписано в печать 10.04.2002. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 80

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

БУХГАЛТЕРСКИЙ БАЛАНС  
ОАО "Электропривод" за 2001 г.

тыс.руб.

Актив	На начало 2001 г.	На конец 2001 г.	Пассив	На начало 2001 г.	На конец 2001 г.
I. Внеборотные активы	<b>13487</b>	<b>15360</b>	III. Капитал	<b>13960</b>	<b>15193</b>
II. Оборотные активы	<b>164648</b>	<b>214477</b>	IV. Долгосрочные обязательства	—	—
Баланс	<b>178135</b>	<b>229833</b>	V. Краткосрочные обязательства	<b>164175</b>	<b>214640</b>
			Баланс	<b>178135</b>	<b>229833</b>

АУДИТОРСКОЕ ЗАКЛЮЧЕНИЕ  
фирмы ООО "Финэкоцентр"  
(лицензия № 000738 от 22.07.1999 г. Минфина РФ)

"... порядок ведения бухгалтерского учета соответствует Законодательству РФ, Прилагаемая к настоящему заключению финансовая (бухгалтерская) отчетность (Приложение № 1) достоверна, т.е. подготовлена таким образом, чтобы обеспечить во всех существенных аспектах отражение активов и пассивов ОАО "Электропривод" по состоянию на 01 января 2002 г. и финансовых результатов его деятельности за 2001 г.".

Юридический адрес ОАО "Электропривод":  
107078, г. Москва, Садовая-Спасская улица, д. 1/2, строение № 5.  
Тел. 208-21-60, ФАКС — 208-26-23.