

**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА**

**4** 1993

Энергоатомиздат

**РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ**

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В. Д.**

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

Редактор отдела **Кунавина О. В.**

Адрес редакции: 123242, Москва, Зоологическая ул., 11, комн. 212

Телефон: 254-11-52



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

ИЗДАЕТСЯ С ЯНВАРЯ 1930 ГОДА

№ 4 АПРЕЛЬ 1993

## СОДЕРЖАНИЕ

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Ковалев Б. Ф.** Алгоритмы расчета индуктивного сопротивления рассеяния ротора явнополюсного асинхронного конденсаторного двигателя с магнитными шунтами. . . . . 2
- Артемьян Г. Л.** Вибродиагностика асинхронных двигателей малой мощности. . . . . 5
- Загорский А. Е., Прохорова Г. А.** О методике расчета временных гармонических напряжений, токов и потерь генератора двойного питания при несинусоидальности роторного преобразователя . . . . . 7

### ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Кузнецов Б. И., Худяев А. А., Некрасов И. М., Русаев В. И.** Двухъякорный линейный синхронный привод обрабатывающего центра . . . . . 11
- Абрамов Б. И., Ковальская Р. И., Моцкохейн Б. И., Парфенов Б. М.** Эксплуатационная надежность и система технического обслуживания тиристорных электроприводов для тяжелых условий работы . . . . 18
- Мощинский Ю. А., Соколов В. П.** Согласование параметров плавких предохранителей и асинхронных двигателей средней мощности . . . . . 21

### ТРАНСФОРМАТОРЫ

- Гурин В. В.** Статистическое моделирование суточных флуктуаций температуры силовых трансформаторов . 25

### ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

- Котов А. С.** Теплопроводный блок для изоляции силовых полупроводниковых приборов от охладителей . . 30

### КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Месенжников Я. З., Рыдловский В. П., Ушаков В. В.** Исследование стойкости к изгибам судовых герметизированных кабелей . . . . . 32
- Холодный С. Д., Леонов В. М.** Уменьшение потерь энергии в металлических оболочках одножильных кабелей путем компенсации токов в оболочках индукционным путем . . . . . 39

### ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

- Леонов В. В., Миронов Ю. М., Ковалев В. Г.** Особенности нелинейности шлаковой ванны при электрошлаковой тигельной плавке как приемника электрической энергии. . . . . 43

### ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ

- Кабанова М. В., Коваленко О. В., Меркушева Г. В.** Оптимизация свойств влагозащитных покрытий на основе фотоотверждаемых композиций . . . . . 45

### СИСТЕМЫ ГАРАНТИРОВАННОГО ПИТАНИЯ

- Флоренцев С. Н., Изварин Ю. В., Ковалев Ф. И., Смоляков С. В.** Современные компактные системы гарантированного электроснабжения . . . . . 47

### МЕЖДУНАРОДНОЕ СОТРУДНИЧЕСТВО

- Прохазев А. А.** Международная организация "Интерэлектро" в новых условиях . . . . . 55

### ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

- Антонов В. И., Сидиряков Е. В., Шевцов В. М.** Выбор частоты дискретизации и разрядности аналого-цифрового преобразователя в цифровых системах релейной защиты . . . . . 56
- Гандур М. М.** Магнитные датчики частоты вращения . . 59
- Лопухина Е. М., Эль-Халаби Гази.** Направления совершенствования электродвигателей для бытовых стиральных машин . . . . . 61

### ИЗОЛЯЦИОННАЯ ТЕХНИКА

- Бородулина Л. К., Ваксер Н. М., Витковский И. В., Лаврентьева М. Ю., Муравьева Т. Н.** О влиянии технологии изготовления на характеристики витковой изоляции жаростойких обмоток . . . . . 64

### ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ

- Смольников А. П., Кузнецов Н. С., Куссуль А. М., Утепез А. С.** Испытательный стенд постоянного тока . . . . . 68

### НАШИ ЮБИЛЯРЫ

- Леонид Вениаминович Лейтес** . . . . . 70

УДК 621.313.333.2.001.24

## АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ИНДУКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ РАССЕЯНИЯ РОТОРА ЯВНОПОЛЮСНОГО АСИНХРОННОГО КОНДЕНСАТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ С МАГНИТНЫМИ ШУНТАМИ

Б. Ф. КОВАЛЕВ, инж.

В статье предлагается алгоритм расчета индуктивного сопротивления рассеяния ротора явнополюсного асинхронного конденсаторного двигателя (АКД) с магнитными шунтами для основной гармоники магнитного поля в воздушном зазоре [1]. Алгоритм изложен на примере расчета указанного параметра для основной фазы или фазы  $A$ . Аналогично он может быть определен и для вспомогательной фазы или фазы  $B$ .

Между магнитным потоком рассеяния ротора, замыкающимся по полюсным наконечникам и магнитным шунтам статора  $\Phi_{RA_{ш}}$  согласно схеме распределения магнитного потока ротора в магнитной системе исследуемого двигателя [1], и падением магнитного напряжения в них  $F_{12}$  (рис. 1) существует нелинейная зависимость. Вследствие этого индуктивное сопротивление рассеяния ротора  $x_{RA}$  явнополюсного АКД с магнитными шунтами изменяется в зависимости от скольжения  $s$ .

Отсюда следует, что сопротивление  $x_{RA}$  необходимо определять при расчете режимов работы

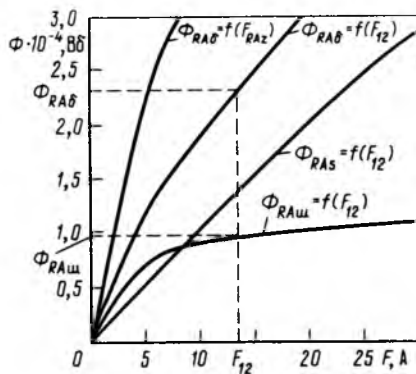


Рис. 1. Графический расчет магнитной цепи главной фазы серийного явнополюсного АКД типа ДКВ-10-2 для обмотки ротора

явнополюсного АКД с магнитными шунтами отдельно для каждого значения скольжения.

Предлагаемый алгоритм расчета основан также на использовании метода симметричных составляющих применительно к двухфазным системам. На рис. 2 представлены схемы замещения основной фазы или фазы  $A$  АКД для токов прямой и обратной последовательностей [2]. В этих схемах  $r_{SA}$  — активное сопротивление обмотки статора фазы  $A$ ;  $x_{SA}$  — индуктивное сопротивление рассеяния статора фазы  $A$ ;  $x_{mA}$  — индуктивное сопротивление фазы  $A$ , обусловленное магнитным потоком в воздушном зазоре;  $x_{RA}$  — индуктивное сопротивление рассеяния ротора, приведенное к числу витков обмотки статора фазы  $A$ ;  $s$  — скольжение.

В схемах замещения сопротивление ветви намагнитчивания принято чисто индуктивным.

Исходные данные  $r_{SA}$ ;  $x_{SA}$ ;  $x_{mA}$ ;  $r_{RA}$ ;  $s$ ;  $x'_{RA}$  — индуктивное сопротивление рассеяния ротора, соответствующее магнитному потоку рассеяния ротора, не достигающему статора, приведенное к числу витков обмотки статора фазы  $A$ ;  $\Lambda_{\delta}$  — магнитная проводимость двух воздушных зазоров между статором и ротором;  $\Lambda_{RA\sigma}$  — магнитная проводимость рассеяния ротора для магнитного потока рассеяния, не достигающего статора двигателя;  $w_{SA}$  — число витков в обмотке статора фазы  $A$ ;  $U_H$  — номинальное напряжение сети;  $k_{0A}$  — обмоточный коэффициент статора для фазы  $A$ ;  $k_{0RA}$  — обмоточный коэффициент ротора для фазы  $A$ ;  $k_{RA}$  — отношение амплитуды основной гармоники МДС обмотки ротора к результирующей МДС обмотки ротора на один воздушный зазор для фазы  $A$ ;  $Z_R$  — число пазов в роторе;

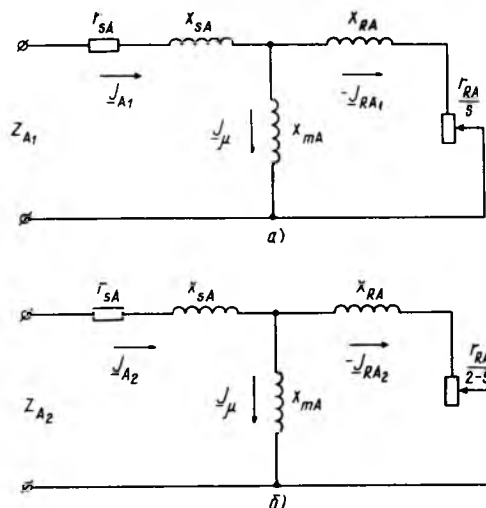


Рис. 2. Схемы замещения главной фазы АКД для токов прямой (а) и обратной (б) последовательностей

обмотка статора вспомогательной фазы или фазы В разомкнута.

**Расчет.**

1. Коэффициенты для сопротивлений разветвления схем замещения

$$\alpha = \frac{r_{RA}}{x_{mA} + x_{RA}}; \beta = \frac{x_{mA}}{x_{mA} + x_{RA}}$$

2. Активное и реактивное сопротивления разветвления для токов прямой последовательности

$$r'_{RA1} = \frac{\alpha \beta x_{mA} s}{\alpha^2 + s^2};$$

$$x'_{RA1} = \beta x_{RA} = \frac{\frac{r_{RA}}{x_{RA}} \alpha + s^2}{\alpha^2 + s^2}$$

3. Активное и реактивное сопротивления разветвления для токов обратной последовательности

$$r'_{RA2} = \frac{\alpha \beta x_{mA} (2-s)}{\alpha^2 + (2-s)^2};$$

$$x'_{RA2} = \beta x_{RA} \frac{\frac{r_{RA}}{x_{RA}} \alpha + (2-s)^2}{\alpha^2 + (2-s)^2}$$

4. Полные сопротивления разветвления для токов прямой и обратной последовательностей

$$z'_{RA1} = r'_{RA1} + jx'_{RA1} = z'_{RA1} e^{j\varphi'_{RA1}};$$

$$z'_{RA2} = r'_{RA2} + jx'_{RA2} = z'_{RA2} e^{j\varphi'_{RA2}}$$

5. Приведенные полные сопротивления ротора для токов прямой и обратной последовательностей

$$z_{RA1} = \frac{r_{RA}}{s} + jx_{RA} = z_{RA1} e^{j\varphi_{RA1}};$$

$$z_{RA2} = \frac{r_{RA}}{2-s} + jx_{RA} = z_{RA2} e^{j\varphi_{RA2}}$$

6. Полные сопротивления для токов прямой и обратной последовательностей

$$z_{A1} = (r_{SA} + r'_{RA1}) + j(x_{SA} + x'_{RA1});$$

$$z_{A2} = (r_{SA} + r'_{RA2}) + j(x_{SA} + x'_{RA2}).$$

7. Ток статора без учета потерь в стали:

$$I_A = \frac{2U_H}{z_{A1} + z_{A2}} = I'_A + jI''_A = I_A e^{j\varphi'_A}$$

8. Действительный ток ротора прямой последовательности:

$$I_{RA1} = I_A \frac{2w_{SA} k_{0A} z'_{RA1}}{Z_{R0RA} k_{RA1}}$$

9. Действительный ток ротора обратной последовательности:

$$I_{RA2} = I_A \frac{2w_{SA} k_{0A} z'_{RA2}}{Z_{R0RA} k_{RA2}}$$

10. Действительный ток ротора:

$$I_{RA} = \sqrt{I_{RA1}^2 + I_{RA2}^2}$$

11. МДС обмотки ротора:

$$F_{RA} = \frac{\sqrt{2}}{4} Z_{RA} k_{RA} k_{0RA}$$

12. Магнитный поток ротора в воздушном зазоре:

$$\Phi_{RA\delta} = F_{RA} \Lambda_{\delta}$$

13. Магнитное сопротивление ротора:

$$R_{aZR} = \frac{F_{RaZ}}{\Phi_{RA\delta}}$$

где  $F_{RaZ}$  — падение магнитного потенциала в ярме и зубцах ротора. Оно определяется по значению  $\Phi_{RA\delta}$  на кривой  $\Phi_{RA\delta} = f(F_{RaZ})$  (рис. 2).

14. Магнитное сопротивление шунтов:

$$R_{шR} = \frac{F_{RAш}}{\Phi_{RAш}} = \frac{F_{12}}{\Phi_{RAш}}$$

где  $F_{RAш} = F_{12}$  — падение магнитного потенциала в полюсных наконечниках и магнитных шунтах или падение магнитного потенциала в ветви 1—2 схемы замещения магнитной цепи явнополюсного АКД с магнитными шунтами, известной из [1];  $F_{12}$  определяется по значению  $\Phi_{RA\delta}$  на кривой  $\Phi_{RA\delta} = f(F_{12})$  (рис. 2), а  $\Phi_{RAш}$  определяется по значению  $F_{12}$  на кривой  $\Phi_{RAш} = f(F_{12})$  (рис. 2).

15. Суммарное магнитное сопротивление полюсов и ярма статора:

$$R_{naS} = \frac{F_{12}}{\Phi_{RAS}}$$

где  $\Phi_{RAS}$  — магнитный поток ротора, замыкающийся по полюсам и ярму статора или рабочий магнитный поток ротора.

16. Магнитная проводимость магнитной системы двигателя для магнитного потока ротора:

$$\Lambda_{RA} = \frac{1}{\frac{R_{шR} R_{naS}}{R_R + R_{naS}} + \frac{1}{\Lambda_\delta} + R_{aZR}}$$

17. Магнитный поток ротора в воздушном зазоре с учетом магнитного состояния участков магнитной цепи двигателя:

$$\Phi_{RA\delta} = F_{RA} \Lambda_{RA}$$

Затем повторяем расчет по п.п. 13–16 необходимое число раз до определения значения  $\Phi_{RA\delta}$ , а следовательно, и  $\Phi_{RAш}$  с заданной степенью точности.

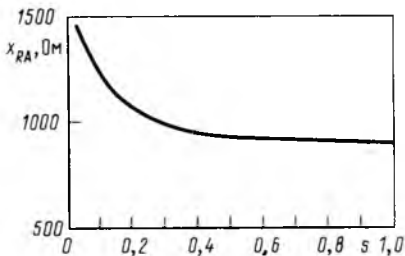


Рис. 3. Зависимость индуктивного сопротивления рассеяния ротора серийного явнополюсного АКД типа ДКВ-10-2 от скольжения

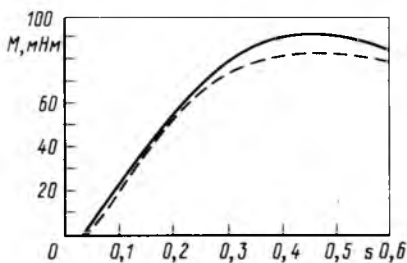


Рис. 4. Механические характеристики серийного явнополюсного АКД типа ДКВ-10-2:

— расчетная; - - - - - экспериментальная

18. Магнитный поток рассеяния ротора, не достигающий статора:

$$\Phi_{RA\sigma} = F_{RA} \Lambda_{RA\sigma}$$

19. Индуктивное сопротивление рассеяния ротора:

$$x_{RA} = x'_{RA} \left[ \frac{\Phi_{RAш}}{\Phi_{RA\delta}} + 1 \right],$$

где  $\Phi_{RAш}$  берется из последнего расчета по п.п. 13–16.

Предложенный алгоритм расчета содержит итерационный процесс, в связи с чем расчет целесообразно производить на ЭВМ. Проведенные расчеты показали, что для уменьшения количества итераций, а следовательно, и для упрощения расчета за исходное значение индуктивного сопротивления рассеяния ротора, соответствующего магнитному потоку рассеяния ротора, не достигающему статора, приведенного к числу витков обмотки статора, следует брать  $2-4x'_{RA}$ . При этом существенно облегчается оперирование значением магнитного потока  $\Phi_{RA\delta}$  при расчете в области скольжений, близких к 1, первоначальное значение которого в указанной области скольжений получается весьма большим.

На рис. 3 изображена зависимость сопротивления  $x_{RA}$  от скольжения  $s$  для серийного явнополюсного АКД типа ДКВ-10-2, полученная в результате расчета по приведенному алгоритму, а на рис. 4 — расчетная и экспериментальная механические характеристики указанного двигателя. Удовлетворительная сходимость последних, как видно из рис. 4, позволяет сделать вывод о корректности предложенного алгоритма расчета и возможности его практического использования при проектировании и исследованиях явнополюсных АКД.

#### Список литературы

1. Ковалев Б. Ф. Расчет индуктивного сопротивления рассеяния ротора явнополюсного асинхронного конденсаторного двигателя с магнитными шунтами // Электротехника. 1990. № 8.
2. Лопухина Е. М., Сомыхина Г. С. Расчет асинхронных микродвигателей однофазного и трехфазного тока. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1961.

Поступила 13.10.92

## ВИБРОДИАГНОСТИКА АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

АРТЕМЯН Г. Л., доктор техн. наук  
НИИЭлектромаш

Основной задачей вибродиагностики двигателя является определение его технического состояния (ТС) по характеристикам вибрационного сигнала — диагностическим признакам (ДП). Последние имеют сложную структуру формирования, зависящую от конструкции, технологии изготовления, набора комплектующих элементов и узлов двигателя. ТС двигателя определяется совокупностью параметров, неблагоприятное изменение которых может привести к полной или частичной потере работоспособности двигателя. На разных этапах создания и функционирования двигателя (стадии конструирования, изготовления опытных образцов, серийного производства, эксплуатации) вибродиагностика имеет различные цели и реализуется различными методами, однако, во всех случаях в основе вибродиагностики лежит предположение о существовании обратимых функциональных зависимостей типа

$$D_i = f_i(x_1, x_2, \dots, x_m), \quad (1)$$

где  $i = 1, 2, \dots, n$ ,  $x_1, x_2, \dots, x_m$  — параметры ТС двигателя;  $D_1, D_2, \dots, D_n$  — ДП двигателя.

В случае наиболее простого взаимодействия, когда каждому параметру ТС соответствует только один характерный ДП, имеем

$$D_j = f_j(x_j), \quad (2)$$

где  $j = 1, 2, \dots, n$ .

Задача вибродиагностики сводится к теоретическому или экспериментальному определению функциональных зависимостей (1) или (2).

В статье рассматриваются вопросы контроля и управления качеством асинхронных двигателей малой мощности (АДММ) средствами вибродиагностики только на стадии их серийного производства.

На этапе серийного производства АДММ вибродиагностика позволяет выявить брак на отдельных операциях технологического цикла, предупредить его и обеспечить высокий процент выпуска качественных АДММ. В этом случае зависимости типов (1) или (2) описывают функциональную связь между дефектами изготовления, сборки деталей и узлов и параметрами амплитудно-частотных составляющих вибраций (АЧСВ) двигателей.

Для реализации процесса вибродиагностики в условиях серийного производства множество возможных состояний  $W$  диагностируемого АДММ разбито на два класса состояний, подлежащих

распознаванию — исправное  $W'$  и неисправное  $W''$ . Каждое из состояний в подмножестве  $W'$  характеризуется степенью или запасом работоспособности — приближением состояния объекта к предельно допустимому и косвенно определяет достигнутый уровень производства. Подмножество  $W''$  включает все состояния, соответствующие появлению брака, каждый из которых характеризует наличие в АДММ того или иного дефекта, набора дефектов.

Для описания класса исправного состояния вводится понятие усредненного образа класса, т. е. эталона, и границы области исправных состояний, т. е. допустимой нормы в "спектральном выражении", являющейся обязательной при разбраковке АДММ в условиях серийного производства. Их строят на основе анализа АЧСВ определенной выборки двигателей, изготовленных в строгом соответствии требованиям технологии их изготовления и прошедших проверку в объеме приемосдаточных испытаний, с применением теории вероятности и математической статистики. Накопленные к настоящему времени статистические данные по АДММ позволили сделать вывод о том, что распределение амплитуд спектральных составляющих вибраций АДММ, признанных годными на основе существующих методов контроля качества изготовления на стадии серийного производства, хорошо описывается нормальным законом. Поэтому в качестве исходной предпосылки для построения эталонного спектра АЧСВ и области исправных состояний был выбран нормальный закон распределения амплитуд спектральных составляющих вибраций АДММ. Научно-техническая основа методики построения эталонного спектра АЧСВ и области исправных состояний заключается в нахождении таких предельных логарифмических уровней среднеквадратического значения виброскорости на каждой частоте, которые с наибольшей объективностью позволяли бы установить критерии отбраковки машин при вибрационном контроле.

Процесс диагностики двигателя начинается с проведения контрольного испытания — снятия АЧСВ диагностируемого АДММ. Пусть  $x_1, x_2, x_3, \dots, x_j$  — замеренные значения амплитуд вибрации на каждой  $j$ -й 1/3-октавной полосе. Далее для каждой  $j$ -й частотной полосы проверяется дискриминационное условие

$$x_j \leq t_j, \quad (3)$$

где  $t_j$  — верхняя доверительная граница кривой нормального распределения;

$$t_j = m_{x_j} + U_{\beta} \sigma_{x_j}; \quad (4)$$

$m_{x_j}$  и  $\sigma_{x_j}$  — статистическое среднее значение и стандартное отклонение спектральной составляющей

щей вибрации для  $j$ -й 1/3-октавной полосы;  $U_\beta$  — квантили нормального распределения.

Если для любого  $j$  выполняется условие (3), то диагностируемый АДММ считается годным, в противном случае он относится к классу неисправного состояния — подлежит браковке и дальнейшему диагностическому обследованию с целью определения диагноза и принятия окончательного решения. При этом решающее правило строится на основе совместного анализа и сопоставления апостериорной информации, характеризующей вибрационное поведение диагностируемого объекта при изменении условий функционирования (пониженное напряжение питания, снятый вентиляционный узел), и априорной информации о структуре и свойствах ДП. Сложность и громоздкость функциональной связи между параметрами вибрации и порождающими их дефектами предопределяет нецелесообразность получения количественных характеристик дефектов АДММ по их АЧСВ. Поэтому в основу разработанного алгоритма была положена качественная вибродиагностика — спектральный анализ и распознавание дефектов с учетом заранее установленных наборов частот (ДП) для каждого из рассмотренных дефектов [1].

Весь процесс вибродиагностики с целью контроля и управления качеством АДММ делится на три этапа.

**Э т а п I. Оценка класса состояния АДММ.** На этом этапе определяются, в каком из возможных классов состояний  $W'$  и  $W''$  находится диагностируемый объект, причем для решения этой задачи распознавания используется детерминистский подход, т. е. предполагается, что классы состояний не пересекаются и каждому классу  $W'$  и  $W''$  соответствует некоторая область  $D_j$  в  $m$ -мерном пространстве ДП. В качестве ДП служат частоты проявления дефектов, приведенные к среднегеометрическим частотам 1/3-октавных полос (общее число ДП  $m=28$ ).

**Э т а п II. Обнаружение источников повышенной виброакустики АДММ.** На этом этапе определяют, в каком именно из неисправных состояний подмножества  $W''$  находится диагностируемый объект. Здесь за основу решения задачи распределения принят вероятностный подход, т. е. предполагается, что области существования как самих состояний объекта, так и определяющих их ДП могут пересекаться, и правильный диагноз ставится на основе решающего правила, с помощью которого предъявленный набор ДП анализируется и принимается решение о принадлежности диагностируемого АДММ к тому или иному неисправному состоянию — о наличии в нем одного или набора различных дефектов.

**Э т а п III. Контроль технологического цикла производства.** На этом этапе могут образоваться две замкнутые системы: промежуточная система управления обеспечивает оценку значимости и устранение дефекта или набора дефектов, т. е. доводку конкретного АДММ по результатам диагностического обследования этапа II путем оперативного воздействия на его технологические отклонения. Обычно удельное время доводочных работ в промежуточной системе, из расчета на единицу бракованных АДММ, не превышает в среднем 0,3–0,5 ч/шт. Это в основном набор строго определенных, целенаправленных, периодически повторяемых и, следовательно, налаженных действий: замена деталей, узлов комплектующих элементов, подгонка посадок и т. д. Конечная система управления обеспечивает оценку значимости и устранение дефекта или набора дефектов одновременно по множеству бракованных АДММ тоже на основе результатов диагностического обследования этапа II, но уже путем оперативного воздействия на участки производства, допускающие технологические нарушения, и, как следствие, эта система оперативно предотвращает появление одновременно большого количества бракованных АДММ с одним и тем же характерным дефектом или набором дефектов.

Таким образом, реализация вибродиагностики с целью управления качеством осуществляется по алгоритму, представленному на рис. 1, и включает в себя:

а) определение зоны отклика источников повы-

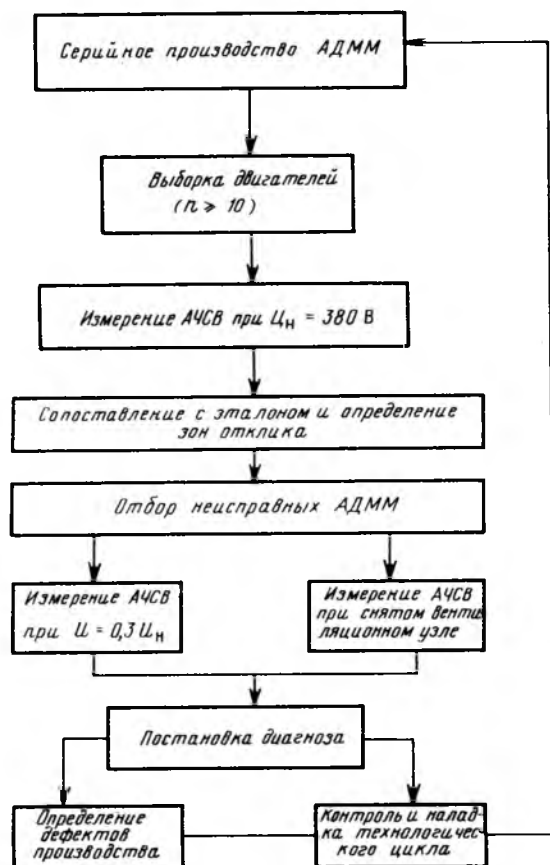


Рис. 1. Алгоритм реализации управления качеством АДММ путем вибродиагностики

шенной виброактивности, т. е. полосы частот, на которых АЧСВ диагностируемого двигателя вых-  
дят за границу области исправного состояния;

б) определение источника повышенной вибра-  
ции: если в зонах отклика разница между уровня-  
ми вибрации диагностируемого двигателя при  
номинальном напряжении (с вентиляционным  
узлом и без него) превышает 5 дБ, то источник  
имеет аэродинамическое происхождение; если в  
зонах отклика разница между уровнями вибрации  
при нормальном и пониженном напряжениях пре-  
вышает 5 дБ, то источник имеет магнитное проис-  
хождение, а в противном случае — источник имеет  
механическое происхождение;

в) распознавание источников повышенной  
виброактивности, что достигается путем  
сопоставления ДП для данного типа двигателей и  
зон отклика;

г) наладка технологического цикла производ-  
ства.

Эффективность процесса вибродиагностики  
определяется не только качеством реализации  
процесса вибродиагностики, но и, в меньшей  
степени, качеством средств вибродиагностики. С  
этой целью нами была разработана автоматизиро-  
ванная система вибродиагностики, блок-схема  
которой представлена на рис. 2. Система состоит  
из подсистемы сбора информации в виде стенда  
определения вибрационных характеристик  
АДММ, включающего виброблагодарную платформу 2 с преоб-  
разователем 3, блока питания, блока управления,  
блока измерения и регистрации и подсистемы  
обработки информации в виде ЭВМ. Для согласо-  
вания выхода стенда с входом ЭВМ результаты  
измерений АЧСВ представляются в виде цифро-  
вой информации, удобной для ввода в ЭВМ. По-  
следняя выполняет функции обработки этой ин-  
формации в соответствии с алгоритмом реализации  
процесса вибродиагностики технического состоя-  
ния АДММ. Для этого разработана специальная  
программа расчета на языке "ФОРТРАН". Уни-  
кальным узлом разработанной системы являлась  
виброблагодарная платформа для установки диагностируемого  
двигателя 1 [2].

Разработанный метод и оборудование внедрены  
на НПО "Армэлектродвигатель", нашли широкое

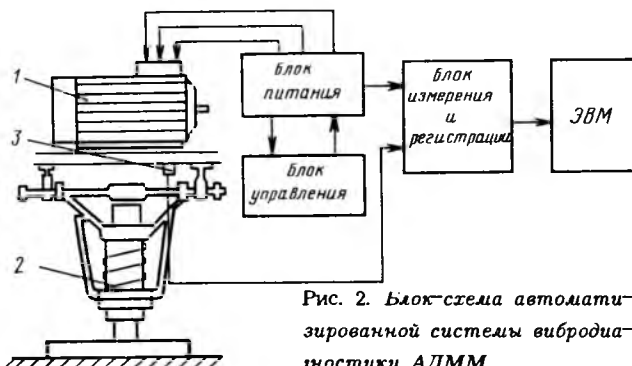


Рис. 2. Блок-схема автоматизированной системы вибродиагностики АДММ

применение в НИИэлектромаше на стадии изгото-  
вления и доводки опытных образцов вновь раз-  
рабатываемых конструкций АДММ.

#### Список литературы

1. Артемян Г. Л. Вибронадежность асинхронных двигателей малой мощности. Дис. ... доктора техн. наук, 1990.
2. А. с. 140426 СССР. Стенд виброиспытания объектов / Г. Л. Артемян, В. А. Мартиросян // Открытия. Изобретения. 1988. № 32.

Поступила 13.10.92

УДК 621.313.3.018.3.001.24

## О МЕТОДИКЕ РАСЧЕТА ВРЕМЕННЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ, ТОКОВ И ПОТЕРЬ ГЕНЕРАТОРА ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ ПРИ НЕСИНУСОИДАЛЬНОСТИ РОТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

А. Е. ЗАГОРСКИЙ, доктор техн. наук,  
Г. А. ПРОХОРОВА, канд. техн. наук

#### ВНИИЭ

Одна из необходимых задач расчета машины  
двойного питания — генератора (МДП-Г) — оцен-  
ка влияния несинусоидальности напряжения ро-  
торного преобразователя на потери, токи и гармо-  
нический состав напряжения на его выходе. Как  
показывают многочисленные эксперименты, коэф-  
фициент несинусоидальности выходного напряже-  
ния МДП-Г, работающего без фильтра, при пита-  
нии обмотки возбуждения от преобразователя  
частоты (ПЧ) может достигать значительного  
значения при небольших изменениях частоты  
вращения ротора. Это снижает энергетические  
показатели генератора и требует принятия мер по  
улучшению качества генерируемой энергии.

Использование известной методики учета неси-  
нусоидальности питаемого напряжения, разрабо-  
танной для короткозамкнутых асинхронных двига-  
телей (КАД) [1], для МДП-Г не представляется  
возможным из-за конструктивных и режимных  
различий КАД и МДП-Г, а также из-за различий  
режимов работы этих машин при их питании от  
временных гармонических составляющих (ВГС)  
напряжения. Так, в КАД [1] для всех высших ВГС  
(при  $\nu \geq 5$ ) скольжение  $s_\nu$  близко к единице, а  
режим работы машины — к режиму КЗ. В МДП-Г  
для ВГС скольжение  $s_\nu$  меняется в широких пре-  
делах двигательного режима и режима противо-

включения. Для основной гармонической составляющей (ГС) питаемого напряжения режим работы машины при  $n > n_c$  является генераторным.

Изложенное указывает на необходимость создания специальной методики расчета параметров, токов, напряжений и потерь МДП-Г от ВГС напряжения обмотки возбуждения. При необходимости такая методика должна предусматривать расчет коэффициента несинусоидальности генерируемого напряжения.

Так как обмотка возбуждения МДП-Г обычно расположена на роторе, то целесообразно выводить расчетные соотношения для симметричного генератора и нагрузки, исходя из однофазной эквивалентной схемы обращенной электрической машины (ОМ), статорная обмотка которой замкнута на известное сопротивление нагрузки (рисунок). Это позволяет при расчетах использовать непреобразованные значения амплитуд и частот ВГС входных величин. В этом случае предполагается, что ротор неподвижен, а статор вращается с частотой, равной частоте вращения ротора реальной машины. Такой подход позволяет использовать известные результаты, полученные при исследовании аналогичного вопроса для асинхронных машин, питаемых от преобразователя частоты, включенного в цепи статора.

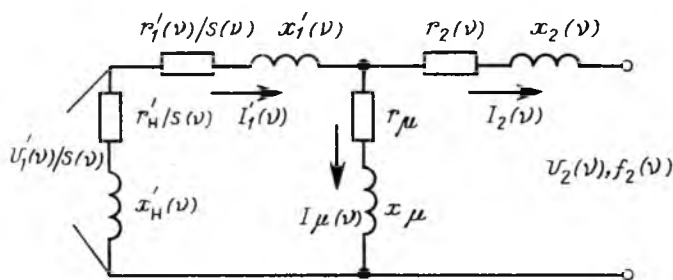
Обозначения на схеме (рисунок) соответствуют [2]. Индексы в скобках обозначают номера ВГС входного напряжения.

Параметры схемы, значения входных и выходных напряжений, частоты, токи, скольжение, соответствующие основной ГС и используемые в расчетах для высших ВГС, можно определить по [3].

Для ВГС определение параметров эквивалентной схемы МДП-Г (рисунок) имеет свои особенности, обусловленные как заменой реальной машины на ОМ, так и различием частот тока для различных ВГС.

Рассмотрим эти особенности.

1. Приведение параметров статора к обмотке ротора осуществляется с помощью коэффициента приведения  $k_z$ , значение которого не зависит от номера  $\nu$  ВГС напряжения питания  $U_{2\nu}$ .



Эквивалентная схема обращенной машины, соответствующей МДП-Г

Известно, что в отличие от пространственных для временных гармонических обмоточные коэффициенты статора и ротора остаются постоянными величинами, следовательно, коэффициент приведения

$$k_z = \frac{m_2(w_2 k_{о52})^2}{m_1(w_1 k_{о61})^2} \neq F(\nu).$$

2. Скольжение для ОМ, питаемой от ВГС напряжением  $U_{2(\nu)}$ , согласно определению должно рассчитываться по формуле

$$s_{(\nu)} = \frac{f_{2(\nu)} - f_{п}}{f_{2(\nu)}} \quad (2)$$

отличной от аналогичной формулы для реального МДП-Г.

В формуле (2):  $f_{2(\nu)}$  — частота  $\nu$ -й ВГС напряжения, приложенного к ротору;  $f_{п} = f_{1(1)} \frac{\omega_2}{\omega_c}$  — частота, соответствующая частоте вращения подвижной части машины (для ОМ — статора);  $f_{1(1)}$  — частота основной ГС напряжения статора;  $\omega_2$  — частота вращения статора относительно ротора ОМ, равная частоте вращения ротора реальной машины;  $\omega_c$  — синхронная частота вращения статора ОМ, равная синхронной частоте вращения ротора реальной машины.

Частоты основных ГС токов статора  $f_{1(1)}$ , ротора  $f_{2(1)}$ , а также модуля напряжений  $U_{1(1)}$  и  $U_{2(1)}$  ОМ равны соответствующим величинам реального МДП-Г. Значения скольжений  $s_{(\nu)}$  ОМ отличаются от соответствующих скольжений реального генератора (табл. 1).

3. Частоты токов цепей должны быть учтены при определении параметров ОМ и нагрузки, поэтому необходимо знать выражения для определения их значений и коэффициента приведения частот МДП-Г к ОМ.

Так, частота тока статора  $f_{1(\nu)}$  ОМ от  $\nu$ -й ВГС должна быть определена согласно выражению

$$f_{1(\nu)} = f_{п} - f_{2(\nu)} \quad (3)$$

Частота тока ротора  $f_{2(\nu)}$  ОМ определяется по известной из электромагнитного расчета реального МДП-Г [3] частоте тока ротора основной ГС  $f_{2(1)}$

$$f_{2(1)} = f_{п} - f_{1(1)}; \quad (4)$$

$$f_{2(\nu)} = \pm f_{2(1)} \nu, \quad (5)$$

где  $\nu = 1, 2, \dots, n$ ;  $n$  — любое положительное целое число. Знак "+" соответствует ГС прямой последо-

вательности, знак "-" — гармоническим обратной последовательности.

Коэффициент приведения частоты основной ГС выходного напряжения МДП-Г к частоте основной ГС входного напряжения ОМ определяется как отношение

$$k_f = \left| \frac{f_{2(1)}}{f_{1(1)}} \right|. \quad (6)$$

4. Приведение индуктивных сопротивлений рассеяния МДП-Г к ОМ (рисунок) выполняется по формулам приведения

$$x'_{1(\nu)} = x_1 k_z k_f \left| \frac{f_{2(\nu)}}{f_{2(1)}} \right|. \quad (7)$$

Аналогично

$$\left. \begin{aligned} x'_{H(\nu)} &= x_H k_z k_f \left| \frac{f_{2(\nu)}}{f_{2(1)}} \right|; \\ x'_{2(\nu)} &= x_2 k_f \left| \frac{f_{2(\nu)}}{f_{2(1)}} \right|. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

5. Индуктивное сопротивление цепи намагничивания  $x_\mu$  при питании машины от ВГС напряжения ПЧ остается практически неизменным и равным его значению, соответствующему основной ГС ее ЭДС для необращенной машины.

6. Активные сопротивления статорной и роторной обмоток ОМ для ВГС должны рассчитываться с учетом коэффициентов вытеснения тока, значения которых велики из-за больших частот ВГС.

Коэффициенты вытеснения тока  $k_{r1(\nu)}$  и  $k_{r2(\nu)}$  зависят от приведенных высот эффективных проводников обмоток, которые рассчитываются для статора

$$h_{\text{ст}} = n'_1 h_{\text{п1}} \sqrt{\frac{f_{1(\nu)}}{f_{1(1)}}} \times \sqrt{\frac{2\pi^2 b_{\text{п1}} h_{\text{из1}} 2l}{10^3 b_1 h_{\text{п1}} l w_1}}; \quad (9)$$

для ротора

$$h_{\text{р}} = n'_2 h_{\text{п2}} \sqrt{\frac{f_{2(\nu)}}{f_{1(1)}}} \times \sqrt{\frac{2\pi^2 b_{\text{п2}} h_{\text{из2}} 2l}{10^3 b_2 h_{\text{п2}} l w_2}}; \quad (10)$$

где  $n$  — число элементарных проводников по высоте эффективного проводника соответствующей обмотки;  $h_{\text{п}}$  — высота голого элементарного проводника;  $h_{\text{из}}$  — высота изолированного элементарного проводника;  $b_{\text{п}}$  — суммарная ширина голых проводников в одном слое соответствующей обмотки;  $b$  — ширина паза статора;  $l_i$  — расчетная длина якоря;  $l_w$  — длина витка обмотки.

Далее коэффициенты вытеснения тока  $k_{r1(\nu)}$  и  $k_{r2(\nu)}$  рассчитываются по любой известной методике с учетом (9) и (10).

Приведение активных сопротивлений цепи статора к обмотке ротора выполняется с помощью коэффициента приведения по формуле (1).

При расчете активных сопротивлений фазы статорной обмотки и нагрузки должны быть учтены скольжение  $s_{(\nu)}$  и коэффициенты вытеснения тока  $k_{r(\nu)}$ :

$$r'_{1s(\nu)} = k_z k_{r1(\nu)} r_1 / s_{(\nu)}; \quad (11)$$

$$r'_{Hs(\nu)} = k_z r_H / s_{(\nu)}; \quad (12)$$

$$r_{2(\nu)} = k_{r2(\nu)} r_2 \quad (13)$$

$$r_H = \frac{3 U_{1(1)}^2 \cos \varphi_H^2}{P_H};$$

$$z_H = \frac{U_{1(1)}}{I_{1(1)}}; \quad x_H = \sqrt{z_H^2 - r_H^2},$$

где  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_H$  — активные сопротивления фазы статора, ротора МДП-Г и его нагрузки для основной ГС.

После определения перечисленных величин для цепей схемы (рисунок) рассчитываются комплексные значения токов и напряжений этих цепей с учетом известных из электромагнитного расчета МДП-Г для основной ГС  $\underline{E}_{-(1)}$ ,  $\underline{I}_{\mu(1)}$ ,  $\underline{Z}_{\mu(1)}$

$$\underline{Z}_{\mu(\nu)} = \underline{Z}_{\mu(1)} = \underline{Z}_{\mu}; \quad (14)$$

$$\underline{E}_{(\nu)} = \underline{I}_{\mu(\nu)} \underline{Z}_{\mu(\nu)}; \quad (15)$$

$$\underline{I}_{\mu(\nu)} = \underline{I}'_{1(\nu)} + \underline{I}'_{2(\nu)}; \quad (16)$$

$$\underline{I}'_{1(\nu)} [\underline{Z}_{Hs(\nu)} + \underline{Z}_{1s(\nu)}] = -\underline{E}_{(\nu)}; \quad (17)$$

$$\underline{I}'_{2(\nu)} \underline{Z}_2 + \underline{E}_{(\nu)} + \underline{U}_{2(\nu)} = 0; \quad (18)$$

$$\underline{Z}_{Hs(\nu)} = \underline{Z}'_{Hs(\nu)} + jx'_{H(\nu)}; \quad (19)$$

$$\underline{Z}_{1s(\nu)} = r'_{1s(\nu)} + jx'_{1(\nu)}. \quad (20)$$

Из уравнений (15) – (20) следует:

$$I_{2(\nu)} = - \frac{Z_{1\mu}}{Z_{2\mu} Z_{1\mu} + Z_{\mu}^2} U_{-2(\nu)}; \quad (21)$$

$$Z_{1\mu} = Z_{нс(\nu)} + Z_{1с(\nu)} + Z_{\mu}; \quad (22)$$

$$Z_{2\mu} = Z_{2(\nu)} + Z_{\mu}; \quad (23)$$

$$I'_{1(\nu)} = I_{2(\nu)} \frac{Z}{Z_{1\mu}}. \quad (24)$$

Напряжение на выходе МДП-Г для высших ВГС определяется как падение напряжения на нагрузке

$$U'_{1(\nu)} / s_{(\nu)} = I'_{1(\nu)} Z_{нс(\nu)}. \quad (25)$$

Далее рассчитываются потери в МДП-Г от ВГС входного напряжения. Следует отметить, что ВГС мало влияют на потери в стали машины, и изменение суммарных потерь происходит практически из-за потерь в меди обмоток:

$$P_{м1(\nu)} = 3 [I'_{1(\nu)}]^2 r'_{1с(\nu)} s_{(\nu)}; \quad (26)$$

$$P_{м2(\nu)} = 3 [I_{2(\nu)}]^2 r_{2(\nu)}. \quad (27)$$

Таким образом, суммарные потери в МДП-Г от высших ВГС увеличатся на  $\Delta P_{(\nu)}$

$$\Delta P_{(\nu)} = \sum_1^{\nu} [P_{м1(\nu)} + P_{м2(\nu)}]. \quad (28)$$

Для апробирования методики и выявления влияния ВГС напряжения возбуждения на потери в МДП-Г был выполнен расчет МДП-Г мощностью 1 МВт, предназначенного для ветроустановки. Расчеты проведены для следующих частот вращения и соответствующих им мощностей:  $n = 0,65 n_c$ ;  $P_r = 192$  кВт;  $n = 1,01 n_c$ ;  $P_r = 455$  кВт;  $n = 1,3 n_c$ ;  $P_r = 770$  кВт;  $n_c = 1000$  об/мин.

При прямоугольной форме питающего фазного напряжения, когда его гармонический состав наиболее неблагоприятен, КПД генератора в случае учета потерь от первых четырех ВГС (5, 7, 11 и 13-й) снизился не более чем на 0,04 % (табл. 1).

Гармонический состав выходного напряжения в процентах от  $U_{1(1)}$  для этого случая при отсутствии фильтров на статоре приведен в табл. 2.

Т а б л и ц а 1

$s_{(1)}$	$\nu$	$s_{(\nu)}$ Ом, о. е.	$I'_{1(\nu)}$ , А	$I_{2(\nu)}$ , А	$U_{1(\nu)}$ , В	$U_{2(\nu)}$ , В	$P_{м(\nu)}$ , Вт	$\frac{\Sigma P_{м(\nu)}}{P_{м(1)}}$ , о. е.	$\frac{\Sigma [I_{1(\nu)}]^2}{I_{1(1)}^2}$ , о. е.	$\Delta \eta^* \Delta \eta^*$ , %
+0,35	1	2,857	86,295	322,261	3631,553	-311,75	9380,606	0,00	0,0	
	5	0,629	3,717	13,113	159,507	62,20	44,203	0,0047	0,00093	
	7	1,265	3,451	8,515	235,787	-44,40	22,522	0,0071	0,00173	0,032
	11	0,831	1,410	3,463	98,485	28,20	4,442	0,0076	0,00186	
	13	1,143	1,120	2,641	114,959	-23,90	2,706	0,0079	0,00194	
-0,01	1	-100,00	197,901	234,236	-3514,344	8,89	6164,882	0,00	0,00	
	5	21,20	8,178	17,355	146,916	-1,90	20,837	0,0034	0,00085	
	7	-13,429	4,338	8,266	-76,174	1,30	5,081	0,0042	0,00109	0,005
	11	10,182	1,881	3,636	34,196	-0,827	0,989	0,0043	0,00114	
	13	-6,769	1,175	2,370	-20,411	0,700	0,412	0,0044	0,00116	
-0,30	1	-3,330	346,948	564,095	-3640,668	278,070	34503,97	0,00	0,00	
	5	1,867	21,486	31,676	341,902	-55,250	258,59	0,0075	0,00192	
	7	0,381	5,753	10,073	58,269	39,466	29,31	0,0083	0,00205	0,04
	11	1,394	6,427	8,456	148,223	-25,110	26,75	0,0091	0,00222	
	13	1,333	4,700	6,173	120,275	21,250	15,13	0,0096	0,00232	

\*  $\Delta \eta = \eta_{1(1)} - \eta_{(\nu)}$  – расчетное значение снижения КПД при учете ВГС по сравнению с КПД, рассчитанным без учета ВГС.

Т а б л и ц а 2

$s_{(1)}$ МДП-Г, %	Номер ВГС				
	1	5	7	11	13
+35	100	3,29	5,54	2,04	2,66
-1	100	4,00	2,19	0,98	0,59
-30	100	9,45	1,61	4,09	1,32

Примечание. ВГС, кратные трем, не учитывались, так как в случае наиболее употребляемого соединения обмоток АСГ звездой в рассматриваемой машине отсутствуют.

Сравнение результатов электромагнитных расчетов, выполненных для основной ГС указанного МДП-Г по алгоритму [3] и изложенной методике, показало, что максимальная погрешность расчета не превышает 4 % для частот вращения вала,

близких к синхронной. При увеличении скольжения погрешность уменьшается.

Изложенной методикой можно пользоваться как для уточнения значения КПД МДП-Г, так и для получения исходной информации к расчету фильтров и других средств, применяемых для повышения качества генерируемой МДП-Г электроэнергии.

Очевидно, что приведенная методика может быть использована не только для МДП-Г, но и для любой асинхронной машины с роторным преобразователем.

#### Список литературы

1. Церазов А. Л., Якименко Н. И. Исследование влияния несимметрии и несинусоидальности напряжения на работу асинхронных двигателей. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963.
2. Вольдек А. И. Электрические машины. Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1978.
3. Загорский А. Е., Прокорова Г. А. К расчету генераторов двойного питания с демпферной обмоткой // Электротехника. 1991. № 12.

Поступила 25.11.92

## ЭЛЕКТРОПРИВОД

УДК 62-83::621.313.323

### ДВУХЯКОРНЫЙ ЛИНЕЙНЫЙ СИНХРОННЫЙ ПРИВОД ОБРАБАТЫВАЮЩЕГО ЦЕНТРА

Б. И. КУЗНЕЦОВ, доктор техн. наук, А. А. ХУДЯЕВ, инж.,  
И. М. НЕКРАСОВ, В. И. РУСАЕВ, кандидаты техн. наук

Харьковский инженерно-педагогический институт

Перспективным приводом для обрабатывающих центров является линейный синхронный привод, так как в нем отсутствуют кинематические звенья преобразования вращательного движения в поступательное и сведены к минимуму силы трения при использовании аэростатических опор. Однако получить требуемую высокую динамическую точность при одноякорном исполнении можно лишь значительным увеличением установленной мощности преобразователей по сравнению с требуемой мощностью для реализации номинальных усилий резания. Альтернативным решением является применение двухякорного линейного синхронного двигателя, обмотки которого работают по принципу грубого и точного управления [1, 2]. Статья посвящена исследованию динамических характе-

ристик линейного синхронного привода с таким двигателем.

Упрощенная схема двухякорного синхронного линейного двигателя с возбуждением от постоянных высококоэрцитивных магнитов показана на рис. 1.

Неподвижная часть СЛД является индуктором и состоит из магнитопровода 2, на который в два ряда наклеены постоянные магниты 1 из самарий-кобальтового сплава с чередующейся переменной полярностью. Интервал  $\Delta = 3 \div 6$  мм между магнитами 1 и расстояние  $L$  между их центрами являются постоянными параметрами индуктора и определяются конструктивными особенностями подвижной части двигателя, в частности, его якоря. Неподвижная часть жестко закреплена на гранитной направляющей 3. Для исключения трения применяются регулируемые аэростатические опоры, при помощи которых выставляется воздушный зазор двигателя  $\delta = 0,5 \div 0,7$  мм.

Подвижная часть СЛД представляет собой корпус 4, к которому крепятся якоря 5 и 6 соответственно с основной 8 и дополнительной 9 обмотками управления, подвижные части датчиков положения (индуктосина) и скорости, если такой применяется отдельно. Конструктивно якоря 5 и 6 выполнены аналогично и состоят из пакетов склеенных листов электротехнической стали, в пазы которых уложены трехфазные обмотки управления 8 и 9, закрытые экранами. Число пазов в каждом якоре  $z = 24$ , число пар полюсов на фазу  $2p = 4$ . Якоря 5 и 6 разделены между собой изолятором 7

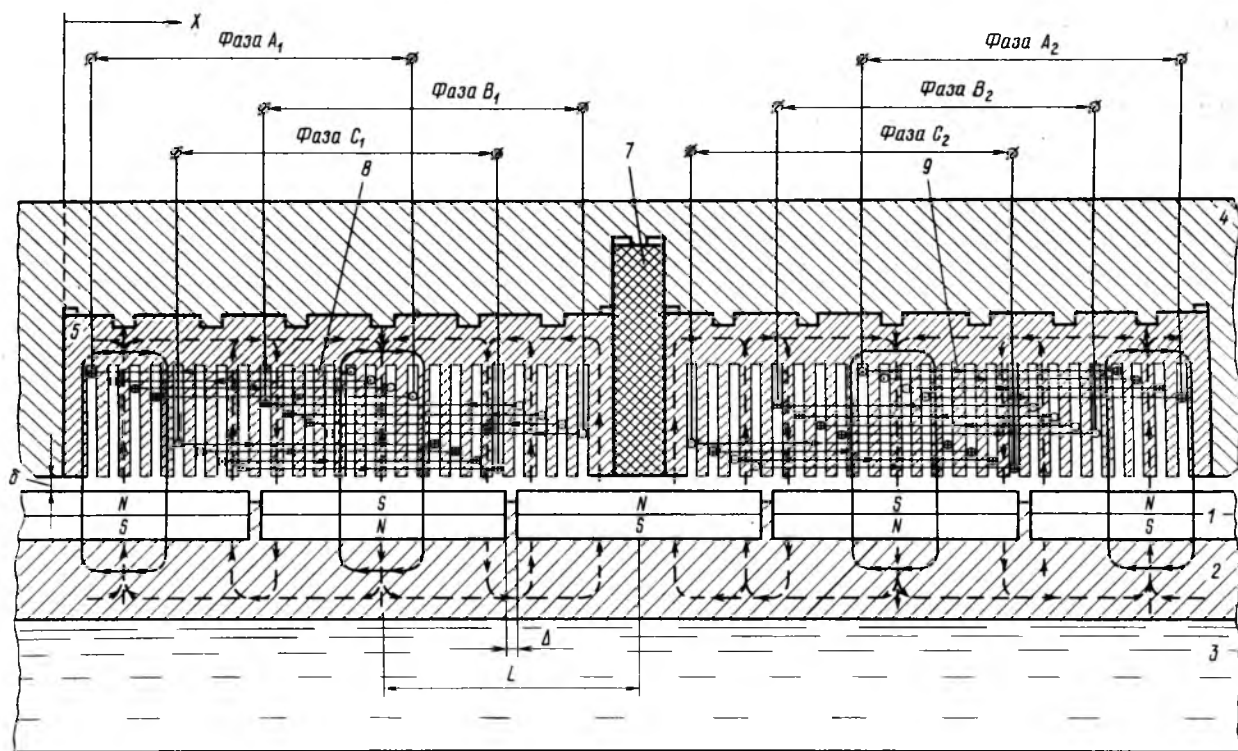


Рис. 1. Стела двухфазного линейного синхронного двигателя

для уменьшения взаимовлияющих электромагнитных наводок.

Датчик положения представляет собой три преобразователя Холла, последовательно расположенных на стеклотекстолитовой плате на расстоянии  $1/3$  полюсного деления между собой.

В качестве одного из вариантов в электроприводе может быть использован самостоятельный бесконтактный датчик скорости (линейный тахогенератор), представляющий собой, например, шестифазный синхронный генератор с трапецидальной формой ЭДС, значение которой пропорционально линейной скорости перемещения подвижной части СЛД.

Для повышения тяговых характеристик и соответственно мощности линейного двигателя в каждом якоре 5 и 6 уложено по два идентичных

друг другу параллельно соединенных пакета трехфазных обмоток управления 8 и 9. Каждый пакет возбуждается магнитными потоками, создаваемыми соответствующими рядами постоянных магнитов 1. Упрощенная схема соответствующего индуктора СЛД (вид сверху) показана на рис. 2.

Между рядами магнитов 1 (на рис. 1 виден только один ряд) может быть проложен теплоотводящий слой или теплообменник 2. Стрелками на рис. 2 показано направление магнитных силовых линий.

Управление обмотками якоря двигателя может осуществляться по различным алгоритмам. Одним из наиболее рациональных алгоритмов работы двухканальных систем по принципу грубого и точного управления являются итерационные алгоритмы [3].

Использование основных преимуществ итерационных систем позволяет доступными практическими средствами реализовать высокое качество управления с требуемыми коэффициентами усиления. При этом многоканальные системы наиболее целесообразно использовать для управления теми механизмами и объектами, для которых повышение точности позволяет существенно повысить качество и технико-экономические показатели широкого спектра типоразмеров обрабатываемых изделий, особенно изделий больших габаритов и масс.

Воспроизведение задающих воздействий  $x(t)$  двухканальной системой осуществляется последовательными приближениями (итерациями), одновременно реализуемыми соответствующими капа-

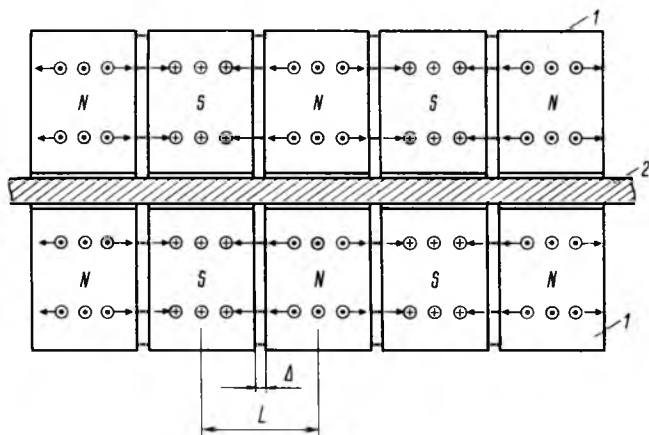


Рис. 2. Стела индуктора двухфазного СЛД

лами [3]. При этом сравнительно маломощный, но быстродействующий точный канал обрабатывает ошибки воспроизведения закона  $x(t)$  силовым грубым каналом, непрерывно повышая точность управления всей системы. В двухканальном по контуру тока электроприводе процесс формирования результирующего управляющего воздействия (усилия)  $y(t)$  на рабочий орган или механизм при отсутствии помех может быть описан рекуррентными уравнениями вида:

$$y(t) = y_2(t) = y_1(t) + \Delta y_2(t);$$

$$y_1(t) = \int_{t_0}^t W_1(\tau_1)[x(t - \tau_1) - y_0(t - \tau_1)]d\tau_1, \quad y_0(t) = 0;$$

$$\Delta y_2(t) = \int_{t_0}^t W_2(\tau_2)[x(t - \tau_2) - y_1(t - \tau_2)]d\tau_2,$$

где  $t_0$  — момент подачи  $x(t)$ ;  $y_1(t)$ ,  $y_2(t)$  и  $W_1(t)$ ,  $W_2(t)$  — результаты обработки  $x(t)$  и функции веса соответственно грубого и точного замкнутых линейных каналов;  $\Delta y_2(t)$  — поправка, вносимая точным каналом на втором этапе итерации при воспроизведении  $x(t)$ .

Тогда для ошибки системы  $\varepsilon(t) = x(t) - y(t)$  в установившемся режиме ( $t_0 \rightarrow -\infty$ ) получим:

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_1(t) - \int_{t_0}^t W_2(\tau_2)\varepsilon_1(t - \tau_2)d\tau_2,$$

где  $\varepsilon_1(t) = x(t) - y_1(t) = x(t) - \int_{t_0}^t W_1(\tau_1)x(t - \tau_1)d\tau_1$  — ошибка грубого канала.

Для двухканального по контуру тока электропривода окончательно найдем

$$\varepsilon(t) = \int_{t_0}^t E_2(\tau_2) \int_{t_0 - \tau_2}^{t - \tau_2} E_1(\tau_1)x(t - \tau_1 - \tau_2)d\tau_1 d\tau_2,$$

где  $E_1(t) = \delta(t) - W_1(t)$ ,  $E_2(t) = \delta^*(t) - W_2(t)$  — функции веса ошибки грубого и точного каналов;  $\delta(t)$ ,  $\delta^*(t) - \delta$  — функция, определяемая как весовая функция последовательных тождественных преобразований:

$$x(t) = \int_{t_0}^t \delta(\tau_1)x(t - \tau_1)d\tau_1,$$

$$\begin{aligned} & \int_{t_0}^t E_1(\tau_1)x(t - \tau_1)d\tau_1 = \\ & = \int_{t_0}^t \delta(\tau_2) \int_{t_0 - \tau_2}^{t - \tau_2} E_1(\tau_1)x(t - \tau_1 - \tau_2)d\tau_1 d\tau_2. \end{aligned}$$

Отсюда видно, что ошибка  $\varepsilon(t)$  двухканального электропривода может быть существенно уменьшена по сравнению с  $\varepsilon_1(t)$  подключением второго точного канала, так как функции веса ошибок грубого  $E_1(t)$  и точного  $E_2(t)$  каналов, определяющие ошибку системы  $\varepsilon(t)$  в интеграле свертки, перемножаются, что потенциально определяет существенное повышение динамической точности в двухканальной итерационной системе.

В общем случае грубый канал в двухканальном приводе решает в основном задачи усиления по мощности и воспроизведения на выходе низкочастотных составляющих спектра полезного сигнала. Точный канал предназначен для усиления высокочастотных составляющих спектра мощности полезного сигнала, которые вследствие ограничений или специального закругления не в состоянии передать грубый канал. При этом номинальная мощность выходных каскадов точного электропривода может составлять около 10–25 % мощности грубого, поскольку большая мощность передается на низких частотах. Очевидно, что в этом случае стоимость двухканального привода может быть значительно ниже аналогичной по динамическим свойствам одноканальной системы, так как создание усилительных и исполнительных устройств, в равной мере хорошо передающих низкие частоты, — очень трудная техническая задача. Значительно проще обеспечить параллельную работу таких устройств с разделением функций усиления сигналов большой мощности на низких частотах и относительно небольшой мощности на высоких.

Реализация итерационного алгоритма может осуществляться различными структурами, синтез которых выполнен в [4]. Рассмотрим реализацию одной из этих структур для управления линейным синхронным приводом с двухякорным двигателем, с общими контурами регулирования положения и скорости привода и итерационным управлением токами якорей двигателя.

Схема электропривода показана на рис. 3. Электропривод содержит устройство числового программного управления (УЧПУ) 1, первый (ЦАП1) и второй (ЦАП2) цифроаналоговые преобразователи, первый  $\Sigma 1$  и второй  $\Sigma 2$  сумматоры, пропорционально-интегральный регулятор (ПИ), ограничитель напряжения (ОН), инерционное звено (ИЗ), узел токоограничения (ОТ), функциональный преобразователь (ФП), первый (РТ1) и второй (РТ2) регуляторы токов, первый (УМ1) и второй (УМ2) усилители мощности, первый (ДТ1)

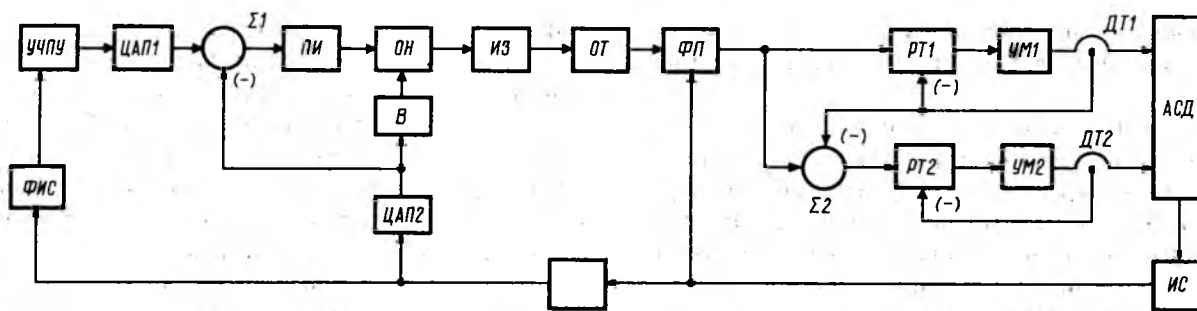


Рис. 3. Схема линейного синхронного привода с двухжорными датчиками

и второй (ДТ2) датчики токов, синхронный линейный двигатель (СЛД), индуктосин (ИС), преобразователь фаза-код (ПФК), выпрямитель (В) и формирователь импульсных сигналов перемещения (ФИС).

Электропривод работает следующим образом. Устройство числового программного управления УЧПУ реализовано на микропроцессоре и состоит из программного задатчика положения, блока обработки информации и цифрового регулятора положения. Фактическое положение подвижной части линейного синхронного двигателя ЛСД, измеренное с помощью индуктосина ИС, преобразователя фаза-код ПФК и формирователя импульсных сигналов перемещения ФИС, сравнивается с заданным положением, вырабатываемым задатчиком, и подается в блок цифрового регулятора, в котором вырабатывается код задания на скорость. Сформированный таким образом код задания на скорость перемещения подается на вход первого цифроаналогового преобразователя ЦАП1, на выходе которого формируется аналоговое напряжение, пропорциональное заданной скорости перемещения. Напряжение, пропорциональное заданной скорости перемещения, поступает на первый вход первого сумматора  $\Sigma 1$ , на второй инверсный вход которого подается напряжение, пропорциональное фактической скорости перемещения, измеренной индуктосином ИС, преобразователя фаза-код ПФК и преобразованной в аналоговую величину вторым цифроаналоговым преобразователем ЦАП2. Полученная разность напряжений на выходе первого сумматора  $\Sigma 1$  поступает на вход пропорционально интегрального регулятора ПИ, являющегося регулятором скорости линейного синхронного привода ЛСД. С выхода пропорционально-интегрального регулятора ПИ напряжение подается на первый вход ограничителя напряжения ОН, на второй вход которого подается напряжение с выхода второго цифроаналогового преобразователя ЦАП2 через выпрямитель В. Ограничитель напряжения ОН ограничивает скорость перемещения линейного синхронного двигателя ЛСД. С выхода ограничителя напряжения ОН напряжение поступает на инерционное звено ИЗ, необходимое для ограничения изменения тока линейного синхронного двигателя ЛСД. С выхода

инерционного звена ИЗ напряжение подается на узел токоограничения ОТ, необходимый для ограничения тока линейного синхронного двигателя ЛСД. С выхода узла токоограничения ОТ напряжение подается на функциональный преобразователь ФП, который состоит из формирователя синусоидальных функций угла и умножителя сигналов, выход которого подключен к первому входу первого регулятора тока РТ1. Один из входов умножителя сигналов подключен к выходу первого узла токоограничения ОТ, другой вход умножителя подключен через формирователь синусоидальных функций угла к выходу индуктосина ИС, являющегося фактически датчиком положения подвижной части линейного синхронного двигателя ЛСД относительно его неподвижной части. На выходе функционального преобразователя ФП формируются напряжения, являющиеся синусоидальными функциями положения подвижной части линейного синхронного двигателя ЛСД относительно неподвижной. Амплитуда этих напряжений пропорциональна сигналу задания усилия, развиваемого линейным синхронным двигателем ЛСД и поступающего с выхода узла токоограничения ОТ. В первом регуляторе тока РТ1 сравниваются токи, протекающие в фазах двигателя ЛСД и измеренные первым датчиком тока ДТ1 с сигналами задания токов. При этом релейные элементы с гистерезисом, число которых равно числу фаз линейного двигателя ЛСД, производят включение и отключение соответствующих силовых ключей усилителя мощности УМ1. В результате чего токи в фазах двигателя ЛСД соответствуют сигналам задания.

Для повышения усилий и быстродействия, необходимых для перемещения подвижной части линейного двигателя ЛСД в динамических режимах, используется дополнительный якорь в подвижной части двигателя с дополнительными обмотками управления, имеющими относительно малое число витков и условно обозначенными вторым входом синхронного двигателя. Для питания этих обмоток используются второй усилитель мощности УМ2 и второй регулятор тока РТ2 со вторым датчиком тока ДТ2. На вход второго регулятора тока РТ2 подается задающее напряжение с выхода второго сумматора  $\Sigma 2$ , равное алгебраиче-

ской разности напряжений на выходах функционального преобразователя  $\Phi\Pi$  и первого датчика тока  $\Delta T1$ .

Фактически задающее напряжение второго регулятора тока соответствует сигналу ошибки, по которому работают первый регулятор тока и первый усилитель мощности электропривода. В силу большой индуктивности обмоток основного якоря в каждой фазе линейного синхронного двигателя ЛСД ток  $I_1$  в них изменяется достаточно медленно, однако из-за сравнительно быстрого изменения тока  $I_2$  в дополнительных обмотках дополнительного якоря магнитный поток нарастает достаточно быстро, а следовательно, быстро изменяется и усилие, развиваемое линейным двигателем ЛСД. При этом из-за наличия перекрестной отрицательной обратной связи по току  $I_1$  с выхода первого датчика тока  $\Delta T1$  на второй инвертирующий вход второго сумматора  $\Sigma 2$  перераспределяются низкочастотные составляющие заданного значения тока таким образом, что после окончания переходного процесса в основной обмотке линейного синхронного двигателя ЛСД требуемое значение тока обрабатывает первый регулятор тока  $PT1$ , возвращая значение тока в дополнительной обмотке, измеряемое вторым датчиком тока  $\Delta T2$ , к нулю.

В результате отработка задающего напряжения на выходе функционального преобразователя  $\Phi\Pi$  осуществляется как бы последовательными приближениями (итерациями), одновременно реализуемыми соответствующими каналами контура тока электропривода. За счет этого в электроприводе можно реализовать более высокое быстродействие контура тока без появления "паразитного" асинхронного момента двигателя. Это достигается надлежащим выбором параметров регулятора скорости и положения и позволяет обеспечить расширение полосы пропускания привода, а следовательно, повысить его динамическую точность.

Несмотря на повышение быстродействия привода, синхронная машина избавлена от внутренних перекрестных связей, вызываемых появлением "паразитного" асинхронного момента, и, следовательно, в приводе может использоваться достаточно простая и надежная структура системы подчиненного регулирования каждым якорем.

Таким образом, обеспечивается высокое быстродействие, обусловленное малой индуктивностью дополнительной обмотки, при высоком уровне магнитного потока, создаваемого основной обмоткой с большим числом витков. Естественно, что форсировку протекания процесса нарастания тока в основной обмотке можно было бы в определенной степени обеспечить повышением напряжения преобразователя первого усилителя мощности  $УМ1$ , однако это потребовало бы существенного увеличения суммарной установленной мощности преобразователей, питающих линейный двигатель.

Заметим, что так как высокочастотная составляющая требуемого значения магнитного потока

обычно незначительна по сравнению с требуемым потоком, то во втором усилителе мощности  $УМ2$  можно использовать преобразователь с установленной мощностью, составляющей около 25 % мощности преобразователя первого усилителя мощности  $УМ1$ . При этом с помощью предлагаемого устройства удастся расширить полосу пропускания электропривода на порядок и более.

Учитывая, что для линейных машин сила тяги  $F_T$  примерно пропорциональна квадрату индукции (или квадрату числа витков  $w$ ), получаем следующую зависимость. Если обмоткам каждой фазы каждого пакета основного якоря будет соответствовать 400 витков, то дополнительным обмоткам каждой фазы — 200 витков проводника. При этом соотношение сил  $E_{1r}/F_{2r} \approx 4$ . Тогда основные обмотки каждой фазы первого канала будут представлять собой четыре последовательно соединенные катушки по 100 витков в каждой, а дополнительные обмотки каждой фазы второго канала — четыре последовательно соединенные катушки по 50 витков в каждой. Активная часть витка обычно не превышает 30–50 % его общей длины.

Пунктирными замкнутыми линиями со стрелками на рис. 1 показано направление магнитных силовых линий поля, создаваемого постоянными магнитами 1, а сплошными замкнутыми линиями со стрелками — направление электродвижущей силы (силы тяги), возникающей в соответствующих фазах, например,  $A_1$  и  $A_2$  обмоток управления основного и дополнительного якорей СЛД. Стрелками показано также условное направление движения тока в обмотках управления.

Основной эффект от двухканального управления и 25 %-го конструктивного увеличения мощности двигателя будет иметь место в переходных режимах благодаря эффективному перераспределению между каналами управления быстродействия и усилия  $F = F_1 + F_2$ , создаваемого отдельными жестко связанными между собой исполнительными устройствами. При этом повышением быстродействия контура тока сокращается необходимое время максимальной форсировки по току для основного канала, обеспечивающей выход ЛД на заданную скорость, что повышает надежность и срок службы двигателя.

Рассмотрим пример, позволяющий с точки зрения развиваемых усилий в переходных режимах оценить эффективность рассматриваемого электропривода с двухканальным итерационным контуром тока по сравнению с одноканальным электроприводом. Под коэффициентом форсировки по току  $K_i$  будем понимать конструктивно заданную перегрузочную способность синхронного линейного привода, определяемую как  $K_i = F_{\text{фор}}/F_{\text{ном}}$ , где  $F_{\text{ном}}$  — номинальная сила тяги СЛД;  $F_{\text{фор}}$  — сила тяги СЛД в форсированном

режиме, соответствующем переходному процессу нарастания тока в обмотках управления при требуемом скачкообразном изменении задающего воздействия. Тогда в качестве предельного значения  $K_{i \max}$  получим:

$$K_{i \max} = F_{\max} / F_{\text{ном}},$$

где  $F_{\max}$  — максимальная сила тяги СЛД, соответствующая максимально допустимому нарастанию тока управления в переходных режимах.

Пусть в прецизионном линейном электроприводе с высокой добротностью, но одноканальным контуром тока  $F_{\text{ном}} = 200$  Н и  $K_{i \max} = 10$ . При максимальном нарастании тока в якорной цепи для силы тяги найдем:  $F_{\max} = F_{\text{ном}} K_{i \max} = 2000$  Н.

Для линейного электропривода с двухканальным контуром тока принимаем:  $F_{1 \text{ ном}} = F_{\text{ном}} = 200$  Н,  $F_{2 \text{ ном}} = 0,25 F_{\text{ном}} = 50$  Н,  $K_{1 i \max} = K_{2 i \max} = K_{i \max} = 10$ , где  $F_{1 \text{ ном}}$ ,  $K_{1 i \max}$  и  $F_{2 \text{ ном}}$ ,

$K_{2 i \max}$  — номинальная сила тяги СЛД и предельный коэффициент форсировки по току, создаваемые соответственно основным и дополнительным каналам контура тока, откуда

$$F_{1 \max} = F_{1 \text{ ном}} K_{1 i \max} = 2000 \text{ Н};$$

$$F_{2 \max} = F_{2 \text{ ном}} K_{2 i \max} = 500 \text{ Н}.$$

Для результирующей тяги двухканального привода получим:

$$F_{\text{II max}} = F_{1 \max} + F_{2 \max} = 2500 \text{ Н}.$$

Сравнение полученных значений максимальной силы тяги позволяет сделать вывод о возможности уменьшения в двухканальном приводе предельных коэффициентов форсировки по току каналов  $K_{1 i \max}$ ,  $K_{2 i \max}$  на 20 %, т. е.

$$K_{1 i \max}^* = K_{2 i \max}^* = 0,8 K_{i \max} = 8;$$

$$F_{\text{II max}}^* = 2000 \text{ Н}$$

или возможности снижения составляющих номинальной силы тяги СЛД, создаваемых основным и дополнительными каналами, на 20 %, т. е.

$$F_{1 \text{ ном}}^* = 0,8 F_{1 \text{ ном}} = 160 \text{ Н},$$

$$F_{2 \text{ ном}}^* = 0,8 F_{2 \text{ ном}} = 40 \text{ Н};$$

$$F_{\text{II max}}^{**} = 160 \cdot 10 + 40 \cdot 10 = 2000 \text{ Н}.$$

Из полученных в рассматриваемом примере результатов по усилиям, развиваемым ЛСД в переходных режимах для электропривода с одно-

канальным  $F_{\max}$  и двухканальным  $F_{\text{II max}}$  ( $F_{\text{II max}}^*$  или  $F_{\text{II max}}^{**}$ ) контурами тока, следует, что рассматриваемое устройство позволяет: при заданных предельных коэффициентах форсировок по току повысить мощность ЛСД на 25 %, что улучшает приемистость двигателя, а следовательно, его динамические характеристики, или при сохранении в двухканальном приводе требуемой мощности одноканального снизить установленную мощность преобразователей основного и дополнительного каналов на 20 %, что уменьшит нагрузку на силовые транзисторные ключи.

Другим важным преимуществом предлагаемого устройства электропривода является то, что конструктивное снижение мощности дополнительного канала контура тока по сравнению с основным позволяет существенно повысить его быстродействие, и применением итерационной структуры контура тока дает возможность увеличить быстродействие всего линейного электропривода, а следовательно, его динамическую точность.

Оценить эффективность повышения быстродействия контура тока электропривода за счет введения дополнительного канала по току и перекрестной отрицательной обратной связи позволяют результаты моделирования переходных процессов.

Моделирование проводилось по векторно-матричному уравнению

$$\dot{\vec{z}}(t) = \underline{\mathbf{A}} \vec{z}(t) + \underline{\mathbf{B}} \vec{u}(t),$$

где  $\underline{\mathbf{A}}$  и  $\underline{\mathbf{B}}$  — матрицы состояния и управления;  $\vec{z}(t)$  и  $\vec{u}(t)$  — переменные состояния и управления.

Вначале были использованы формирователи тока ( $\Phi T$ ), каждый в своем автономном канале, затем в двухканальном итерационном.

Матрицы состояния и управления для этих режимов равны:

для автономного силового канала

$$\underline{\mathbf{A}}_{1 \text{ т.с}} = \begin{vmatrix} 0 & -25 & 0 \\ 50,0 & -50,0 & 0 \\ 0 & 2000 & -1000 \end{vmatrix}; \underline{\mathbf{B}}_{1 \text{ т.с}} = \begin{vmatrix} 25,0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix};$$

для автономного уточняющего канала

$$\underline{\mathbf{A}}_{-1 \text{ т.т}} = \begin{vmatrix} 0 & -100 & 0 \\ 200 & -200 & 0 \\ 0 & 500 & -1000 \end{vmatrix}; \underline{\mathbf{B}}_{-1 \text{ т.т}} = \begin{vmatrix} 100 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix};$$

для совместного двухканального итерационного управления

$$\underline{\mathbf{A}}_{-2 \text{ т}} = \begin{vmatrix} 0 & -25 & 0 & 0 & 0 \\ 50 & -50 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -400 & 0 & -100 & 0 \\ 0 & 0 & 200 & -200 & 0 \\ 0 & 2000 & 0 & 500 & -1000 \end{vmatrix};$$

$$\mathbf{B}_{-2\tau} = \begin{vmatrix} 25 \\ 0 \\ 400 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$$

Графики распределения токов в каналах в зависимости от режима показаны на рис. 4. Из графика видно, что при принятых параметрах токи в силовом канале практически не зависят от режима работы. Перерегулирование  $\sigma_k \leq 5\%$  и время первого согласования  $t_{1c.c} = 0,1$  с. Для уточняющего канала в автономном режиме  $\sigma_{1\tau} \leq 5\%$ ,  $t_{1c.\tau} = 0,025$  с, а в двухканальном итерационном режиме ток в уточняющем канале возрастает до  $i_{2\tau \max} = 3,6$  за время  $t_{\max} = 0,024$  с (на рис. 5 график  $i_{2\tau}$  пронормирован по этой величине) затем быстро падает и по форме практически совпадает с производной от тока в силовом канале, т. е. действует в контуре как форсирующий фильтр.

На графиках рис. 5 показаны изменения усилий, развиваемых линейными двигателями в автономных и итерационном режимах. Из графиков видно, что уточняющий канал в соответствии с принятыми значениями параметров в автономном режиме в четыре раза более быстродействующий, но и в четыре раза менее мощный. В итерационном режиме за счет достаточно кратковременного "всплеска" усилия уточняющего канала (кривая  $F_{2\tau}$ ) суммарное усилие двигателя (кривая  $F_{\Sigma}$ ) нарастает значительно быстрее с перерегулированием  $\sigma_{\tau\Sigma} \approx 10\%$ .

Для расчета переходных процессов в контуре скорости при использовании одноконтурного  $\Phi T_1$  и, соответственно, двухконтурного итерационного  $\Phi T_2$  формирователей тока матрицы задавались равными:

$$\mathbf{A}_{-1c} = \begin{vmatrix} 0 & -25 & -150 \\ 50 & -50 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \end{vmatrix}; \mathbf{B}_{-1c} = \begin{vmatrix} 150 \\ /0 \\ 0 \end{vmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{-2c} = \begin{vmatrix} 0 & -25 & 0 & 0 & -450 \\ 50 & -50 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -400 & 0 & -100 & -7200 \\ 0 & 0 & 200 & -200 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 500 & 0 \end{vmatrix};$$

$$\mathbf{B}_{-2c} = \begin{vmatrix} 50 \\ 0 \\ 7200 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$$

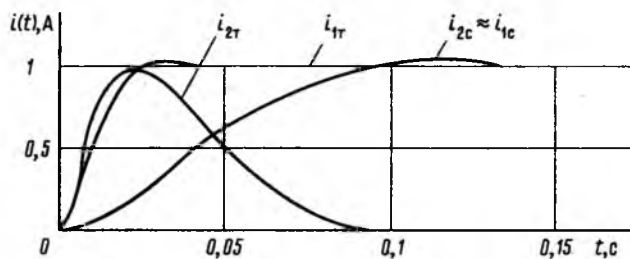


Рис. 4. Переходные процессы токов двухканальной линейной синхронного двигателя:

$i_{1c}, i_{1\tau}$  — токи силового и уточняющего каналов в автономных режимах;  $i_{2c}, i_{2\tau}$  — то же при двухканальном итерационном управлении

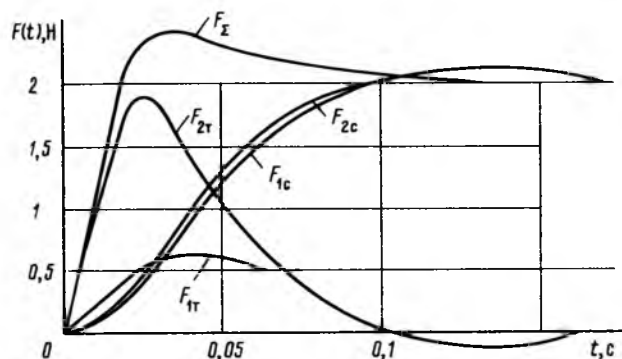


Рис. 5. Переходные процессы изменения усилий двухканальной линейной синхронного двигателя:

$F_{1c}, F_{1\tau}$  — усилия, развиваемые двигателем при автономном включении  $\Phi T_c$  и  $\Phi T_{\tau}$ ;  $F_{2c}, F_{2\tau}$  — то же при двухканальном итерационном включении;  $F_{\Sigma}$  — суммарное усилие линейного двигателя

Графики усилий, развиваемых каналами и линейным двигателем в целом, нормированных по максимальному значению одноканального  $\Phi T$ , показаны на рис. 6. Из графиков видно, что усилие в двигателе при двухканальном итерационном управлении нарастает значительно быстрее, чем при одноканальном.

На рис. 7 показаны графики переходного процесса по скорости при использовании одноканального  $\Phi T$  (кривая  $v_1$ ) и двухканального (кривая  $v_{2\Sigma}$ ) управления. При одноканальном управлении перерегулирование  $\sigma_{1v} \approx +6,6\%$ , время первого согласования  $t_{1c1} = 0,16$  с, время установления процесса по уровню  $0,99 V_0 - t_{p1} = 0,38$  с. При двухканальном итерационном управлении  $\sigma_{2v} \approx 5,5\%$ ,  $t_{1c2} = 0,05$  с;  $t_{p2} = 0,17$  с.

Для отработки технического решения электропривода на НПО "Ротор" разработан макет синхронного линейного электропривода с двухканальными контурами тока поддачи готовок в плоскости

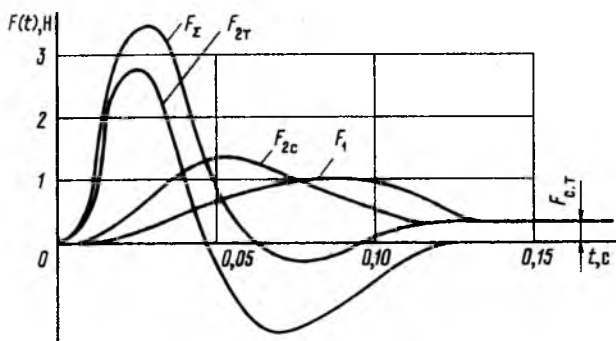


Рис. 6. Переходные процессы изменения усилий двухканального линейного синхронного двигателя:

$F_1$  — усилие, развиваемое линейным двигателем при одноканальном  $\Phi T$ ;  $F_{2c}$ ,  $F_{2T}$  — усилия, развиваемые соответственно силовым и уточняющим каналами при двухканальном итерационном  $\Phi T$ ;  $F_{\Sigma}$  — суммарное усилие, развиваемое линейным двигателем при двухканальном итерационном  $\Phi T$ ;  $F_{ст}$  — статическое усилие нагрузки

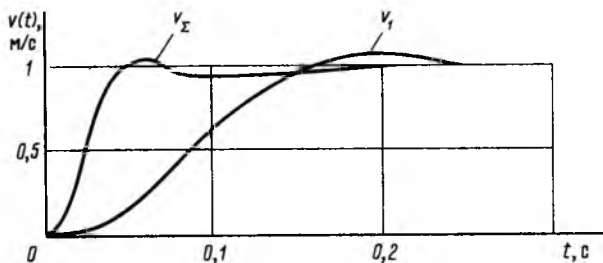


Рис. 7. Переходные процессы изменения скорости двухканального линейного синхронного двигателя

ХОУ для станков инструментального производства со следующими техническими данными:

Линейные перемещения, мм:	
по координате X . . . . .	400
по координате Y . . . . .	250
Максимальная скорость перемещения по координатам X, Y:	
в режиме позиционирования, м/мин . . . . .	20
в режиме механообработки, мм/мин . . . . .	60
Точность позиционирования в рабочем режиме	
по координатам, X, Y, мкм . . . . .	±1
Максимальная сила тяги, Н, всего СЛД:	
по координате X . . . . .	2500
по координате Y . . . . .	2250
Основного якоря СЛД:	
по координате X . . . . .	2000
по координате Y . . . . .	1800
Дополнительного якоря СЛД:	
по координате X . . . . .	500
по координате Y . . . . .	450
Номинальная сила тяги подачи заготовки, Н:	
по координате X . . . . .	200
по координате Y . . . . .	100

Длительная нагрузка номинальная в рабочем режиме по координатам X, Y, Н . . . . .	1000
Перемещаемые массы, кг:	
по координате X (макс.) . . . . .	260
по координате Y (макс.) . . . . .	100
Максимальная масса заготовки, кг . . . . .	50
Полоса пропускания СЛД, Гц . . . . .	100

В настоящее время проводятся экспериментальные исследования макета для уточнения его динамических характеристик и наладки системы управления. В целом экспериментальные исследования подтвердили эффективность принятого алгоритма функционирования двухканальной системы управления двухканальным линейным синхронным двигателем и возможность повышения точности работы привода в динамических режимах.

#### Список литературы

1. Кузнецов В. И. Последовательный оптимальный во временной области синтез двухканальных электромеханических следящих систем // Электротехника. 1990. № 9.
2. Кузнецов В. И. Синтез трехканальной системы автоматического регулирования толщины полосы // Электротехника. 1990. № 10.
3. Кузнецов В. И., Сергеев В. Е., Чернышев В. М. Микропроцессорное управление многоканальными системами высокой точности. Киев: Техника, 1990.
4. Кузнецов В. И. Синтез структур многоканальных следящих систем // Электричество. 1987. № 3.

Поступила 07.11.92

УДК [62-83::621.382.233.026].019.34

## ЭКСПЛУАТАЦИОННАЯ НАДЕЖНОСТЬ И СИСТЕМА ТЕХНИЧЕСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ ТИРИСТОРНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ДЛЯ ТЯЖЕЛЫХ УСЛОВИЙ РАБОТЫ

Б. И. АБРАМОВ, Р. И. КОВАЛЬСКАЯ, инженеры,  
Б. И. МОЦОХЕЙН, Б. М. ПАРФЕНОВ, кандидаты техн. наук  
НПО "Электропривод"

Организация рациональной системы технического обслуживания и планово-предупредительных ремонтов (ТОР), гарантирующей безаварийную эксплуатацию электротехнического оборудования при минимальных затратах, является одним из первоочередных направлений повышения надежности на стадии эксплуатации. Поэтому предлагается пересмотреть сложившуюся практику, при которой разработчики систем электропривода фактически устранились от организации рациональной экс-

платации этих систем, особенно применительно к оборудованию для тяжелых условий работы.

Проведенными в США исследованиями установлено, что на техническое обслуживание в промышленности ежегодно затрачивается порядка 200 млрд. долларов, причем треть этой суммы расходуется нерационально [1]. Таким образом, в сфере технического обслуживания заложены огромные резервы уменьшения эксплуатационных затрат. Оптимальная организация системы технического обслуживания предусматривает, в частности, учет специфических условий эксплуатации при разработке стратегии проведения технического обслуживания и ремонтов, планировании рационального комплекта ЗИП на срок службы и разработке комплекта эксплуатационной документации.

Примером современных автоматизированных электроприводов, эксплуатируемых в сложных условиях, являются системы тиристорного электропривода переменного и постоянного тока буровых установок для эксплуатационного и глубокого разведочного бурения. Внедрение тиристорных электроприводов в бурении было начато на морских буровых установках, где их безаварийная эксплуатация в течение ряда лет обеспечивалась размещением комплектных устройств в специально подготовленных помещениях и наличием высококвалифицированного и специально подготовленного эксплуатационного персонала. В настоящее время тиристорный электропривод широко применяется на установках для наземного бурения в связи с их техническим перевооружением, что потребовало проведения комплексных работ по обеспечению надежности, охватывающих все стадии жизненного цикла изделий. Особое внимание уделяется мероприятиям по повышению надежности изделий на стадии эксплуатации.

Теоретические основы организации рациональной системы обслуживания и плано-предупредительных ремонтов тиристорных электроприводов буровых установок, гарантирующей безаварийную эксплуатацию при минимуме затрат на обслуживание, рассмотрены в докладе авторов на XI-й Всесоюзной научно-технической конференции по проблемам автоматизированного электропривода [2]. В частности, разработчики новой техники могут принять активное участие в решении следующих вопросов, связанных с организацией технического сервиса:

прогнозирование потребности в восстановительных мероприятиях за срок службы;

планирование рационального комплекта ЗИП (одиночного, группового и ремонтного) на срок службы или заданный период эксплуатации;

разработка стратегии проведения технического обслуживания и ремонта применительно к конкретным условиям эксплуатации; внедрение системы гарантийного технического обслуживания;

разработка и внедрение диагностических систем и сервисного оборудования;

разработка эксплуатационной документации с учетом особенностей региона применения;

обучение эксплуатационного персонала и подготовка комплекта дидактических материалов (инструкции, учебные пособия, стенды).

Критерием выбора той или иной формы технического сервиса является экономическая целесообразность.

Наличие алгоритмов и программ планирования рациональной системы технического обслуживания и ремонта тиристорных электроприводов позволяет формировать выдачу рекомендаций, необходимые исходные данные, если получены характеризующие показатели эксплуатационной надежности узлов и элементов электротехнического комплекса буровой установки при нормальной эксплуатации, следующей за периодом приработки (экспериментально установлено, что для электроприводов буровых установок период приработки составляет порядка 2000 ч календарного времени).

С целью определения базовых показателей надежности основных узлов тиристорного электропривода в условиях бурения НПО "Электропривод" организовало статистические исследования, охватившие электротехнические комплексы буровых установок БУ-2500/160ЭП с тиристорным приводом постоянного тока главных механизмов и буровых установок "Уралмаш-3200/200 ЭУК" с тиристорным приводом переменного тока буровых насосов. Исследованиями охвачено более 40 буровых установок, эксплуатировавшихся в двадцати нефтебуровых предприятиях и пробурившие за время наблюдения 175 разведочных и эксплуатационных скважин. Фактически подтвержденные (за период наблюдения) и нормативные показатели средней наработки на отказ некоторых узлов тиристорного электропривода приведены в табл. 1.

В связи с ограниченной продолжительностью наблюдений для электрических машин, трансформаторов и ячеек КРУ достоверная оценка нормативных показателей надежности с практически приемлемым значением доверительной вероятности не была выполнена, однако данные табл. 1 убедительно свидетельствуют об относительно высоком уровне наработки на отказ в условиях бурения.

Следует иметь в виду, что практиковавшийся до недавнего времени порядок нормирования показателей надежности, включаемых в нормативно-техническую документацию, не предусматривал оценки оптимального уровня показателей применительно к конкретным условиям использования с последующим дифференцированным назначением показателей; напротив, осуществлялась ориентация на показатели, содержащиеся в ГОСТ или ТУ для условий общепромышленного применения. Исключение составляют комплектные устройства управления электроприводами буровых механизмов, являющиеся специализированными изделиями, применяемыми только в условиях бурения. Поэтому приведенные в табл. 1 справочные данные

Таблица 1

Наработка на отказ основных узлов тиристорного электропривода в условиях бурения

Наименование	Наработка на отказ, ч	
	подтвержденная	по нормативно-технической документации
Электродвигатель постоянного тока	37 000	80 000
Электродвигатель переменного тока	14 000	20 000
Силовой трансформатор	66 000	400 000
Ячейка высоковольтного распределительного устройства	7200	40 000
Шкаф управления вспомогательными механизмами	10 700	6000
Комплектное устройство КУ АВК	1090	1000
Комплектное устройство КУ БУ-2500	970	1000
ЭТК главных приводов (в целом) для БУ-2500/160ЭП	900	917

о наработке на отказ, фактически занесенные в нормативно-техническую документацию, нецелесообразно, по мнению авторов, использовать применительно к электрическим машинам постоянного тока, трансформаторам и ячейкам КРУ.

Основным элементом тиристорного электропривода, дальнейшее повышение эксплуатационной надежности которого может оказать существенное влияние на надежность системы электропривода в целом, является комплектное тиристорное устройство управления, наработка на его отказ на один — два порядка ниже, чем у остального электрооборудования.

Анализ показателей надежности основных комплектующих элементов комплектных тиристорных устройств (в качестве примера некоторые данные представлены в табл. 2) свидетельствует о том, что для отдельных блоков, ячеек и релейно-контакторных аппаратов средняя наработка на отказ имеет достаточно высокий уровень и за некоторыми исключениями резервы оптимального повышения этого уровня (например, благодаря электрической разгрузке или применению комплектующих элементов повышенной надежности) практически исчерпаны. Вместе с тем продолжительность замены отказавшего блока или ячейки при наличии резерва непосредственно на буровой относительно невелика.

В некоторых случаях существенный прирост показателей надежности может быть обеспечен изменением условий эксплуатации. Примером прогрессивного конструктивного решения, снижающего влияние условий окружающей среды на

Таблица 2

Показатели надежности узлов и элементов тиристорного комплектного устройства

Наименование узла (элемента)	Рассмотренный типопредставитель	Показатели надежности	
		Интенсивность отказов, $1/ч \times 10^{-6}$	Время восстановления, ч
Блок силовой	БСБ-1	4,0	1,0
Тиристор силовой	Т253	0,35	1,0
Панель токовой защиты	ПТЗ	20,0	0,8
Ячейка задатчика интенсивности	ЯЗИ	2,5	0,5
Ячейка линейных регуляторов	ЯРЛ1, ЯРЛ2	30,0	0,5
Ячейка гальванической развязки	ЯГР	1,0	0,5
Ячейка систем управления	ЯСУ	1,1	0,5
Ячейка фильтров	ЯФ	25,0	0,5
Блок возбудителя	БВ	4,0	0,75
Панель формирователей импульсов	ПФИ	4,0	0,5
Выключатель автоматический	А3700	8,4	3,0
Контактор	КТП 6000	16,5	2,5
Реле	РЭВ 815	8,8	1,8
Переключатель	ПКУЗ	7,5	0,8
Командоаппарат сельсинный	КСМ	14,7	0,7
Пускатель магнитный	ПМ2	40,0	1,0

надежность комплектного устройства, является контейнерное исполнение тиристорных устройств, реализованное на некоторых буровых установках производства Волгоградского завода буровой техники и ПО "Уралмаш".

Реализация такого исполнения на установке БУ-2500/160ЭП привела к повышению средней наработки на отказ комплектного устройства практически в два раза.

Однако наиболее универсальным методом эффективного применения электротехнического оборудования (как, впрочем, и другой машиностроительной продукции) является создание соответствующей системы фирменного технического обслуживания, включающей разнообразные виды работ — от обеспечения потребителей технической документацией, разработанной применительно к конкретным условиям эксплуатации, консультациями и комплектом ЗИП до проведения наладки, ремонтов и модернизации оборудования.

В настоящее время в НПО "Электропривод" проведен цикл исследований, позволяющих по

заявкам служб эксплуатации оперативно разрабатывать рекомендации по регламентному техническому обслуживанию и определению потребности в ЗИП для обеспечения бесперебойной, технически грамотной эксплуатации оборудования в течение срока службы. С учетом специфических особенностей эксплуатации бурового электрооборудования выполнены: проверка гипотез о виде законов распределения наработки на отказ и времени восстановления; уточнение режимов нагружения и влияния условий среды; определение границы между периодами приработки и нормальной эксплуатации. Осуществлен ряд практических мероприятий по повышению уровня обслуживания, организации сервисного обслуживания и повышения квалификации эксплуатационного персонала. Опыт безаварийной эксплуатации тиристорных электроприводов на морских буровых установках свидетельствует об эффективности реализуемых решений.

#### Список литературы

1. Christian Gremlil // Kostenoptimierte Instandhaltung-Technica. 1991. N 9. P. 23—27.
2. Организация системы технического обслуживания и безаварийной эксплуатации тиристорных электроприводов для тяжелых условий работы / Б. И. Абрамов, Р. И. Ковальская, Б. И. Моцохейн, Б. М. Парфенов // Тезисы докладов XI Всесоюзной научно-технической конференции по автоматизированному электроприводу. М.: Информэлектро, 1991.

Поступила 4.11.92

УДК 621.313.33.001.24

## СОГЛАСОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПЛАВКИХ ПРЕДОХРАНИТЕЛЕЙ И АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ

Ю. А. МОЩИНСКИЙ, В. П. СОКОЛОВ,  
кандидаты техн. наук

Асинхронные двигатели (АД) мощностью до 100 кВт находят широкое применение в электроприводах общепромышленного назначения. Для предотвращения работы АД в аварийных режимах, возникающих при обрыве фазы, перегрузке по току, стоянке под напряжением используют токовую и температурную защиту. Одним из способов токовой защиты является использование предохранителей с плавкими вставками. Однако, в ряде случаев, при длительных пусках и реверсах возможно ложное срабатывание предохранителей, что нарушает работу АД. Поэтому большое значение

приобретает координация защитных характеристик предохранителей и динамических электродвигателей с целью обеспечения нормальной эксплуатации последнего.

В статье рассматриваются вопросы согласования параметров предохранителей и АД мощностью от 0,18 до 90 кВт в пусковых режимах, как основных динамических режимах работы АД.

При пуске в ход АД с номинальной нагрузкой по его обмоткам протекают токи, значительно превосходящие номинальные и изменяющиеся в процессе пуска, если пренебречь влиянием электромагнитных переходных процессов, от значения пускового тока  $I = I_{1п}$ , до установившегося значения  $I = I_{1ном}$  (здесь и далее индекс "ном" соответствует величинам номинального режима). Эти токи за время пуска  $t_p$  вызывают электрические потери в обмотках электродвигателя и в плавких вставках предохранителей и их нагрев. Нагрев может быть чрезмерным, если двигатель должен привести во вращение механизмы с большими противодействующими моментами нагрузки  $M_c$  или моментами инерции  $J$ , а также при частых пусках.

Для расчета теплового воздействия пускового тока на элементы АД и сети необходимо определить эквивалентное значение пускового тока  $I_{п.э}$  за время пуска  $t_p$  исходя из равенства потерь в обмотке статора, вызываемых током  $I_{п.э}$ , являющимся эквивалентом тока  $I_1$ , изменяющимся в процессе пуска:

$$P_{м1} = \int_0^{t_p} 3I_1^2 R_1 dt = 3I_{п.э}^2 R_1. \quad (1)$$

Если пренебречь весьма кратким временем протекания переходных электромагнитных процессов при пуске по сравнению со временем пуска  $t_p$ , то расчет энергии  $A_{п1}$ , расходуемой при пуске, и потерь мощности

$$P_{м1} = A_{п1} / t_p \quad (2)$$

можно произвести, воспользовавшись уравнением моментов, действующих на вал АД [1]

$$J\omega_1 \frac{dS}{dt} = M_c - M. \quad (3)$$

Здесь  $M$  — вращающий момент АД;  $J = J_d + J_m$  — суммарный момент инерции двигателя  $J_d$  и приводного механизма  $J_m$ ;  $\omega_1 = 2\pi f/p$  — синхронная угловая частота вращения;  $f$  — частота сети;  $p$  — число пар полюсов.

В общем случае момент нагрузки может быть представлен в виде

$$M_c = M_{c0} \text{ или } M_c = M_{c1} (1 - s)^2, \\ \text{или } M_c = M_{c2} (1 - s)^2, \quad (4)$$

где  $M_{c0}$ ,  $M_{c1}$ ,  $M_{c2}$  — соответственно постоянные составляющие коэффициенты при переменных составляющих момента нагрузки.

Длительность пуска  $t_n$  находится из решения дифференциального уравнения (3)

$$t_n = J\omega_1 \int_{S=1}^{S_1} \frac{dS}{M - M_c}, \quad (5)$$

где  $S_1$  — скольжение, до которого продолжается разбег АД.

Для удобства вычисления интеграла (5) зависимость вращающего момента  $M$  обычно представляют в виде

$$M = M_{\max} \frac{(2 + \beta S_k) S S_k}{S^2 + S_k^2 + \beta S^2 S_k}, \quad (6)$$

где  $S_k$  — критическое скольжение, при котором вращающий момент АД максимален  $M_{\max}$ ;

$\beta = \frac{2r_1}{C_1 r_2}$  — безразмерный параметр, пропорциональный отношению активных сопротивлений статора  $r_1$  и ротора  $r_2'$ ;  $C_1 = 1 + X_1/X_\mu$  — коэффициент рассеяния ( $C_1 \approx 1,02 \div 1,05$ ).

Номинальные и другие технические данные для АД серии 4А и ее модификаций 4АН, 4АР и 4АС приведены в [2], а для АД серии АИ — в [3]. Используя эти каталожные данные, рассчитывают активное сопротивление ротора

$$r_2' = \frac{3m_n \eta_{\text{ном}} \cos \varphi_{\text{ном}} U_{\text{ном}}^2}{K_i^2 (1 - S_{\text{ном}}) P_{2\text{ном}}}$$

и критическое скольжение

$$S_k = \alpha \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{m_n}{\alpha m_{\max}}} \right],$$

$$\alpha = \frac{1}{(1 + \beta) \frac{m_n}{m_{\max}} - \beta},$$

где  $K_i = I_n / I_{\text{ном}}$ ;  $m_n = M_n / M_{\text{ном}}$ ;  $m_{\max} = M_{\max} / M_{\text{ном}}$  — кратности пускового тока, пускового и максимального моментов;  $I_{\text{ном}}$  — номинальный ток фазы статора.

Проинтегрировав (5) при  $S_1 \approx 0,01$  и  $M_c = 0$ , получим:

$$t_{\text{по}} = T_m \frac{\frac{1}{2S_k} + \beta S_k + 4,6S_k}{2 + \beta S_k},$$

где  $t_{\text{по}}$  — длительность пуска АД при отсутствии нагрузки;  $T_m = J\omega_1 / M_{\max}$  — механическая постоянная времени электропривода.

Зависимости относительного времени пуска  $\frac{t_{\text{по}}}{T_m}$  от высоты оси вращения  $H$  для АД серии 4А при моменте инерции  $J = J_d$  и  $2p = 2, 4$  и 6 представлены на рис. 1. Если АД пускается с моментом нагрузки  $M_c = M_{\text{ном}}$  и моментом инерции  $J \neq J_d$ , длительность пуска может быть определена как

$$t_n = \frac{t_{\text{по}} K_j}{K_c},$$

где  $K_j = \frac{J_d + J}{J_d}$  — коэффициент инерции;  $K_c =$

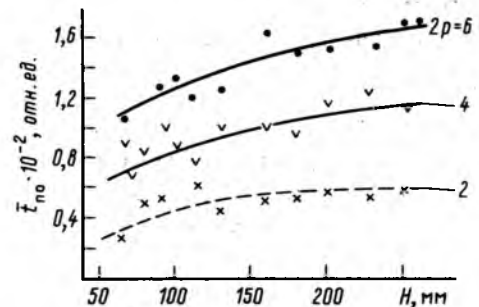


Рис. 1. Зависимости относительной длительности пуска от высоты оси вращения для серии 4А

коэффициент нагрузки, определяемый зависимостью момента нагрузки от скольжения.

Значения коэффициента  $K_c$  для АД средней мощности согласно [2] даны в таблице.

Диапазон высот оси вращения, Н	$M_{с0} = M_{ном}$	$M_c = M_{ном} \times (1-S)$	$M_c = M_{ном} \times (1-S)^2$
56—132	0,4	0,8	0,9
160—250	0,2	0,7	0,85

При нагрузках  $M_{с0} \neq M_{ном}$

$$K_c = \frac{M_{п.ср} - M_c}{M_{п.ср}}$$

где  $M_{п.ср} = \frac{M_{ном}(m_p + m_{max})}{2}$  — средний пусковой момент.

Потери энергии при пуске, расходуемые на нагрев обмотки статора

$$A_{п1} = \int_0^{t_n} 3I_1^2 r_1 dt = \frac{1}{K_1} \frac{r_1}{r'_{2п}} \times \int_0^{t_n} 3(I_2')^2 r'_{2п} dt, \quad (7)$$

где  $K_1 = I_2 / I_1$  — отношение токов ротора и статора за период пуска, для рассматриваемого диапазона мощностей АД  $K_1 = 0,9$ ;  $r'_{2п} = r'_2 \left[ 1 + \frac{(H - 56)^2}{194} \right]$  — активное сопротивление ротора при коротком замыкании.

Потери энергии  $A_{п1}$  (7) при моментах нагрузки  $M_c = 0$  и инерции  $J = J_d$

$$A_{п1} = \frac{1,24 A_{п0} (r_1 / r'_{2п})}{1 + 1,24 (r_1 / r'_{2п})}$$

$$\text{Здесь } A_{п0} = \frac{J \omega_1^2}{2} \left[ 1 + \frac{3 I_{1ном}^2 r_1^2 K_i (1-S_{ном})}{P_{2ном} m_{ном}} \right] -$$

суммарные потери энергии в статоре и роторе при пуске на холостом ходу.

При пуске двигателя под нагрузкой и с другим моментом инерции суммарные потери энергии

$$A_n = A_{п0} (K_j / K_c).$$

Если двигатель работает в повторно-кратковременном режиме с частыми пусками, суммарные потери энергии

$$A_{пв} = A_n \frac{1}{K_p \left[ 1 - \frac{ПВ \%}{100 \%} \right]}$$

где ПВ % — продолжительность включения двигателя;

$$K_p = \frac{P_{2ном} (1 - \eta_{ном})}{P_{2пв} (1 - \eta_{пв})}$$

— отношение суммарных потерь в двигателе при мощности, соответствующей длительному режиму, к потерям мощности, соответствующей повторно-кратковременному режиму.

Согласно (1) и (2) эквивалентное значение тока

$$I_{п.э} = \sqrt{\frac{A_{п1}}{3 r_1 t_n}} = \sqrt{\frac{P_{м1}}{3 r_1}}$$

На рис. 2 нанесены усредненные зависимости относительной мощности  $\bar{P}_{мх} = P_{мх} / P_{2ном}$ , а на рис. 3 — зависимости тока  $\bar{I}_{п.э} = I_{п.э} / I_{1ном}$  АД серии 4А в зависимости от высоты оси вращения  $H$  для различных пар полюсов ( $2p = 2, 4, 6$ ). Зависимости рассчитаны в предположении пуска на холостом ходу и  $J = J_d$ . На рис. 3 также нанесены кратности пусковых токов  $K_i$ . Анализ кривых

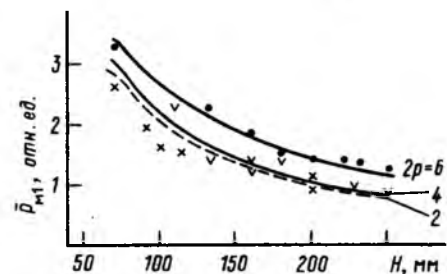


Рис. 2. Зависимости относительной мощности потерь в обмотке статора при пуске от высоты оси вращения для серии 4А

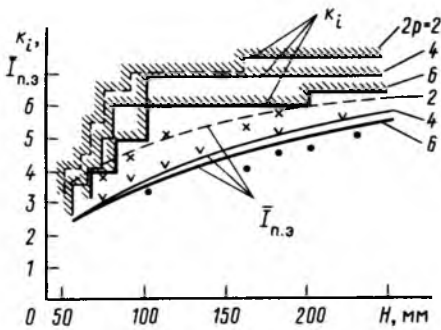


Рис. 3. Зависимости относительных значений среднеквадратичного тока при пуске и кратности пускового тока от высоты оси вращения для серии 4А

рис. 3 показывает, что при определенных условиях  $I_{п.э}$  может превышать  $I_{1п} = K I_{1ном}$ .

Так как продолжительность пуска измеряется секундами, процесс нагрева при пуске приближается к адиабатическому, т. е. к процессу нагрева без отдачи тепла во внешнюю среду. При этих условиях допустимое время протекания при пуске найденного значения тока  $I_{п.э}$  исходя из термической стойкости обмотки определяется согласно выражению

$$t_{доп} = \frac{(\theta_n - \theta_{доп}) C_T \gamma q^2}{I_{п.э} \rho_0}, \quad (8)$$

где  $\theta_{доп}$  — допустимая температура нагрева обмотки статора АД током установившегося режима;  $\theta_n$  — допустимая температура нагрева обмотки статора в процессе пуска ( $\theta_n \leq 200^\circ\text{C}$  для изоляции класса В,  $\theta_n \leq 225^\circ\text{C}$  для изоляции класса F);  $C_T$ ,  $\gamma$ ,  $\rho_0$ ,  $q$  — удельная теплоемкость, плотность, удельное электрическое сопротивление и сечение проводников статора.

Плавкие предохранители для защиты АД должны выбираться с учетом следующих рекомендаций:

условный ток неплавления  $I_{нпл}$  должен превышать среднее квадратичное значение тока  $I_{п.э}$

$$I_{нпл} - \Delta I_{нпл} > I_{п.э},$$

где  $\Delta I_{нпл}$  — допуск на разброс тока  $I_{нпл}$  с целью исключения ложного срабатывания предохранителей при пуске АД. (Здесь и далее все условия относятся к случаю включения фаз АД в звезду, когда линейный ток  $I_{л}$  равен фазному  $I_i$ ; при

соединении обмоток в треугольник необходимо перейти от фазного тока к линейному  $I_{л} = \sqrt{3} I_i$ ); номинальный ток плавкой вставки  $I_{в.ном}$  определяется током неплавления и выбранным коэффициентом запаса  $K_{нпл}$

$$I_{в.ном} = I_{нпл} / K_{нпл};$$

$I_{в.ном}$  — должен превышать ток установившегося режима АД

$$I_{в.ном} > I_{1ном}$$

и обычно меньше номинального тока держателей (или основания предохранителя  $I_{пр.ном}$ );

условный ток плавления плавкой вставки не должен превышать тока короткого замыкания АД

$$I_{пл} - \Delta I_{пл} < I_{1п},$$

где  $\Delta I_{пл}$  — допуск на разброс тока  $I_{пл}$ ;

в режиме КЗ время отключения плавкого предохранителя  $t_0$ , найденное по время-токовой характеристике отключения предохранителя для тока КЗ  $I_{1п}$ , должно быть меньше времени  $t_{доп}$  протекания этого же тока, определенного по характеристикам термической стойкости обмоток статора АД (8) и электрооборудования в этом режиме

$$t_0 + \Delta t_0 < t_{доп} - \Delta t_{доп},$$

где  $\Delta t_0$ ,  $\Delta t_{доп}$  — допуски на разброс времени соответственно  $t_0$  и  $t_{доп}$ .

Рекомендуемый метод выбора типоразмера плавкого предохранителя гарантирует надежность и эффективность защиты электрооборудования электропривода в аварийном режиме.

#### Список литературы

1. Асинхронные двигатели общего назначения / Под ред. В. М. Петрова, А. Э. Кравчика. М.: Энергия, 1980.
2. Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник / А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин, Е. А. Соболевская. М.: Энергоатомиздат, 1982.
3. Справочник по электрическим машинам / Под ред. Копылова И. П., Клокова Б. К. Т. 1. М.: Энергоатомиздат, 1988.

Поступила 6.10.92

УДК 621.314.222.6.519.2

## СТАТИСТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СУТОЧНЫХ ФЛУКТУАЦИЙ ТЕМПЕРАТУРЫ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

В. В. ГУРИН, канд. техн. наук

ПО "Запорожтрансформатор"

Считается, что надежность силовых трансформаторов (СТ) в период износных отказов зависит от степени старения изоляции, определяемой температурой наиболее нагретой точки обмотки и длительностью воздействия [1, 2]. Эта температура непосредственно связана с температурой верхних слоев масла (ТВСМ)  $t$ , которая легко поддается измерению. Действующие национальные и международные нормы на допустимые перегрузки СТ (ГОСТ 14209-85, ANSI C57.92-1981, Публикация МЭК 364 и др.) основаны на расчетах, в которых реальные, имеющие статистический характер процессы нагрузок, температур охлаждающей среды и трансформатора заменяются упрощенными эквивалентными графиками и детерминированными значениями. Такой подход ранее был единственно возможным.

В настоящее время компьютеризация электрических станций и подстанций и создание автоматизированных систем диагностирования СТ обеспечивают непрерывную запись параметров нагрузок и температур и создают предпосылки для разработки более углубленного подхода к оценке нагрузочной способности СТ. Такой подход позволит в конечном итоге более полно использовать имеющиеся в большинстве случаев существенные запасы по термической стойкости СТ, что подтверждается как литературными данными [3], так и личным опытом автора по обследованию и ремонту СТ производства ЗТЗ и МЭЗ мощностью 7,5–125 МВ·А, напряжением 10–220 кВ, проработавших до 20–25 лет и более в условиях тропиков Индии (ТЭС Нейвели, Корба, Патрату).

Статья посвящена одному из первоначальных этапов на путях разработки указанного подхода — построению моделей случайных процессов суточных изменений ТВСМ. В качестве исходных данных использованы ежечасовые измерения ТВСМ, выполненные на 14 трансформаторах ТЭС Патрату в течение нескольких суток (всего обработано

около 2,5 тыс. измерений). На рис. 1 представлены характерные точечные диаграммы, охватывающие весь диапазон наблюдавшихся изменений ТВСМ. Как следует из рис. 1, флуктуации температуры в большинстве случаев представляют собой нестационарные случайные процессы с явно выраженной гармонической составляющей и разрывами монотонности.

Графический анализ полученных данных, априорные соображения о работе трансформатора и анализ литературных данных о моделировании случайных процессов применительно к задачам, возникающим в системах управления и экономике [4–6], позволили представить одну из возможных моделей случайного процесса суточных флуктуаций ТВСМ в виде следующей структуры:

$$t(\tau) = A(\tau) + B(\tau) + \sum_{n=1}^m C_n(\tau) + u(\tau) + x(\tau) + P(\tau), \quad (1)$$

где  $\tau$  — время, а остальные обозначения расшифрованы ниже.

Одним из общепринятых методов анализа случайных процессов является расчленение процесса на составляющие и изучение в отдельности каждой из них.

В уравнении (1) компонента  $A(\tau)$  представляет собой ступенчато изменяющуюся непериодическую

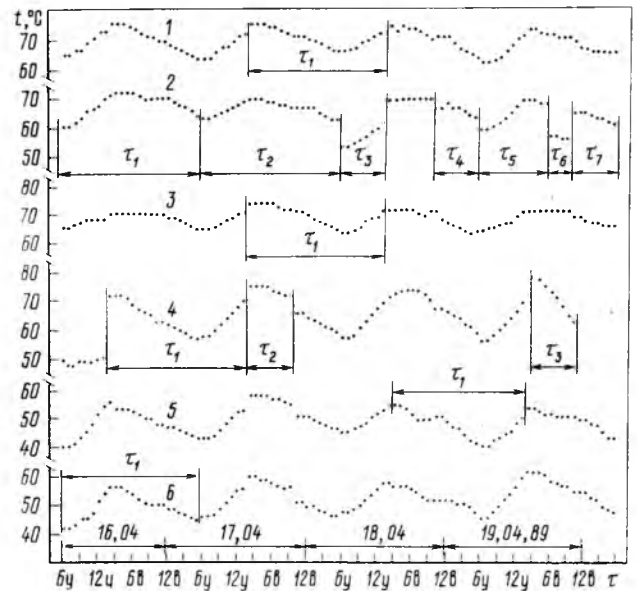


Рис. 1. Флуктуации температуры верхних слоев масла блочных трансформаторов ТДТНГ-60000/132т (точечная диаграмма 1) и ТДЦ-123000/220т (2), трансформаторов собственных нужд типа ТМ-7500/10т (3, 4), стационарных трансформаторов ТДН-10000/35т (5) и трансформатора индийского производства мощностью 150 МВ·А, напряжением 220 кВ (6) ТЭС Патрату за период от 6 ч 30 мин утра 16 апреля до 5 ч 30 мин утра 20 апреля 1989 г. (местное индийское время)

функцию, отражающую моменты включения-отключения трансформатора или отдельных ступеней его системы охлаждения или резкие изменения нагрузки. При первоначальном графическом анализе эта компонента учитывалась путем соответствующего выбора отрезков времени для последующего моделирования процесса. В случае монотонности исходных данных в течение времени более суток длительность отрезков времени для анализа выбиралась равной 24 ч. Далее в статье приводятся модели для семи отрезков времени длительностью 24 ч и для семи отрезков меньшей длительности (4,8 и 12 ч), отмеченных на рис. 1.

Компонента  $B(\tau)$  — постоянная или медленно изменяющаяся функция, обусловленная постепенным изменением нагрузки СТ, низкочастотными (с периодами недели и месяцы) колебаниями температуры охлаждающей среды, постепенным ухудшением работы системы охлаждения или (и) другими факторами. В случае непостоянства по своей физической природе  $B(\tau)$  должна представлять собой экспоненциальную или гармоническую функцию или их композицию, однако, как показывают сравнительные расчеты по аппроксимации рассматриваемых данных различными функциями, практически во всех случаях без снижения точности "подгонки" она может быть принята простой линейной функцией:

$$B(\tau) = a_0 + k\tau. \quad (2)$$

Применение последней потребовалось в одном случае для отрезков длительностью 24 ч и в трех случаях для отрезков с  $\tau = 4 \div 12$  ч. В остальных

десяти случаях  $B(\tau)$  представляла собой постоянную величину. Рассчитанные значения  $a_0$  и  $k$  приведены в табл. 1 и 2.

Гармонические составляющие  $C_n(\tau)$  вызваны периодическими колебаниями температуры охлаждающей среды и нагрузки трансформатора. Их можно представить в виде обычного ряда Фурье:

$$C_n(\tau) = \sum_{n=1}^m \left[ a_n \cos(n\omega_1\tau) + b_n \sin(n\omega_1\tau) \right], \quad (3)$$

где  $a_n, b_n$  — коэффициенты ряда Фурье;  $n$  — номер гармоники;  $\omega_1$  — угловая частота повторения первой гармоники.

Предположив, что определяющую роль в флуктуациях ТВСМ играют колебания температуры охлаждающей среды (воздуха), и воспользовавшись принятой в [2] моделью колебаний в виде одной гармоники с периодом  $T = 24$  ч (модель вида 1), были рассчитаны теоретические значения ТВСМ и сравнены с фактическими. Оказалось, что такая модель применима только к коротким отрезкам времени с числом наблюдений  $N = 4 \div 12$ . Конкретные значения  $a_1$  и  $b_1$  для отрезков времени  $\tau_3, \tau_4, \tau_5, \tau_6, \tau_7$  трансформатора 2 и  $\tau_2, \tau_3$  трансформатора 4 приведены в табл. 2. Адекватность модели для этих отрезков проверялась путем исследования остатков (разностей фактических и теоретических значений ТВСМ) на нормальность с помощью критерия  $W$ . Во всех случаях эмпирические значения критерия оказались выше таблич-

Т а б л и ц а 1

Результаты спектрального анализа ( $m = 2$ ) суточных изменений температуры трансформаторов для отрезков времени, обозначенных на рис. 1. Количество наблюдений  $N = 24$

Условное обозначение трансформатора	Обозначение отрезка времени на рис. 1	Постоянная составляющая, °С	Коэффициенты ряда Фурье, °С				Исследование остатков				
			$a_1$	$b_1$	$a_2$	$b_2$	Статистика Дарбина-Уотсона			Среднее квадратичное отклонение, °С	
							$d$	$d_L$	$d_U$		
1	$\tau_1$	71,46	2,41	3,37	0,84	0,08	1,25	1,01	1,78	0,53	0,78
2	$\tau_1$	67,78	-4,40	-2,01	-0,27	-2,07	0,88				0,70
2	$\tau_2$	66,62	-3,07	0,12	-0,50	-0,87	1,50				0,37
3	$\tau_1$	69,46	1,20	4,46	0,72	0,54	0,99				0,53
4	$\tau_1$	64,29	4,80	4,64	1,34	0,58	1,73				0,39
5	$\tau_1$	48,16	3,14	4,80	2,14	-0,49	0,84	0,77			
6*	$\tau_1$		-5,71	1,23	0,18	-1,61	0,92	0,93	1,90	0,82	

\* Линейный тренд вида  $\hat{y}(\tau) = 46,26 + 0,24\tau$ .

Результаты "подгонки" моделей изменения температуры трансформаторов 2 (ТДГ-60000/110т) и 4 (ТМ-7500/10т) в течение коротких ( $N = 4, 8, 12$ ) отрезков времени, обозначенных на рис. 1

Условное обозначение трансформатора	Обозначение отрезка времени на рис. 1	Количество наблюдений	Линейный тренд		Коэффициенты ряда Фурье ( $m = 1$ ), °С		Исследование остатков		
			$a_0$ , °С	$k$ , °С/ч	$a_1$	$b_1$	Проверка на нормальность		Среднее квадратичное отклонение, °С
							$w$	$s$	
2	$\tau_3$	8	58,50	0,60	-4,56	-3,42	0,823	0,818	0,39
	$\tau_4$	8	66,75	0	1,20	-0,19	0,930	"	1,25
	$\tau_5$	12	65,75	0	-5,32	-0,10	0,975	0,859	1,12
	$\tau_6$	4	57,50	0	0,16	-0,20	0,799	0,748	0,50
	$\tau_7$	8	64,98	-0,28	1,70	0,27	0,964	0,818	0,38
4	$\tau_2$	8	73,88	0	1,22	1,55	0,946	"	0,71
	$\tau_3$	8	76,25	-0,90	5,16	-1,97	0,894	"	0,62

ных значений  $W^*$  при уровне значимости 0,05 (табл. 2), что позволяет принять нулевую гипотезу. В табл. 2 указаны также средние квадратичные отклонения (СКО) остатков.

Для суточных отрезков времени ( $N = 24$ ) модель с одной гармоникой оказалась неадекватной фактическим данным. Например, остатки этой модели для отрезка  $\tau_1$  трансформатора 2 (рис. 2, б) имеют четко выраженные неустраненные колебания с двойной частотой по отношению к первой гармонике. О наличии второй гармоники также свидетельствует несимметричность суточных

колебаний исходных данных при отсутствии нарушений монотонности в течение 24 ч и более (рис. 1).

Количественная оценка степени адекватности моделей с числом наблюдений  $N = 24$  выполнялась путем исследования случайности остатков с помощью статистики Дарбина-Уотсона  $d$ , используемой для  $N \geq 15$  [5]. Если у остатков имеется сильная положительная корреляция, величина  $d$  близка к нулю (например,  $d = 3,19 \cdot 10^{-4} \approx 0$  для исходных данных рис. 2, а). Для остатков модели вида 1 рассматриваемого на рис. 2, б случая

Рис. 2. "Подгонка" моделей температуры трансформатора 2 (ТДГ-125000/220т) в течение суток (от 6 ч 30 мин утра 16 апреля до 5 ч 30 мин утра 17 апреля 1989 г.),  $i$  — порядковый номер наблюдений:

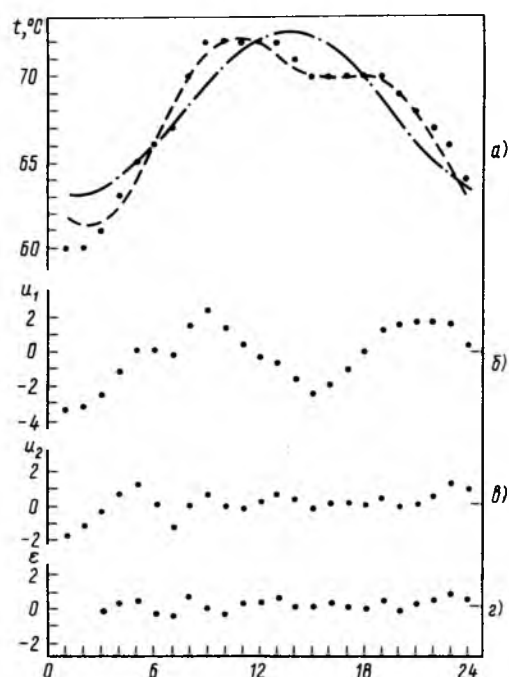
а —  $d = 0$ ,  $s = 3,9$  °С; точечная диаграмма — исходные данные; штрих-пунктирная кривая — модель вида 1:

$t_1(\tau) = 67,78 - 4,40 \cos \left[ \frac{\pi}{12} \tau \right] - 2,01 \sin \left[ \frac{\pi}{12} \tau \right]$ ; пунктирная кривая — модель вида 2:

$t_2(\tau) = t_1(\tau) - 0,27 \cos \left[ \frac{\pi}{6} \tau \right] - 2,07 \sin \left[ \frac{\pi}{6} \tau \right]$ ; б — остатки модели вида 1 (после элиминирования постоянной составляющей и гармонического колебания с периодом 24 ч);  $d = 0,27$ ;  $s = 1,67$  °С; в — остатки модели вида 2 (после дополнительного элиминирования гармонического колебания с периодом 12 ч);  $d = 0,88$ ;  $s = 0,70$  °С; г — остатки модели вида

$t_4(\tau) = t_2(\tau) + 0,67u_{\tau-1} - 0,58u_{\tau-2}$ ;  $d = 1,96$ ;  $s =$

$= 0,37$  °С



$d = 0,27$ , что намного ниже табличного значения  $d_L = 1,01$  при уровне значимости 0,05, т. е. гипотеза о некоррелированности отвергается.

Введение в модель второй гармоники, отражающей наличие утренних и вечерних максимумов нагрузки, позволило существенно ее улучшить (модель вида 2). Для рассматриваемого примера на рис. 2 значение  $d$  повысилось до 0,88, СКО снизилось до 0,70 °С по сравнению с  $s = 1,67$  °С для модели вида 1 и с  $s = 3,90$  °С для исходных данных. Это улучшение модели однако следует считать недостаточным, поскольку значение  $d$  оставалось меньше  $d_L = 1,01$ .

Такие же неудовлетворительные результаты ( $d < d_L$ ) при использовании моделей вида 2 наблюдались еще в трех или семи рассматриваемых случаях, а в трех остальных случаях  $d$  находилась в пределах от  $d_L = 1,01$  до  $d_U = 1,78$  (табл. 1). Последние случаи в части принятия или отклонения гипотезы о некоррелированности остатков относятся к неопределенным [5].

Увеличение числа гармоник, являясь решением задачи "в лоб", принципиально позволяет улучшить модель настолько, что статистика Дарбина — Уотсона будет превышать табличное значение  $d_U$ , т. е. гипотеза о некоррелированности остатков будет приниматься [5]. Так, для рассматриваемого на рис. 2 примера при поочередном увеличении числа гармоник был достигнут положительный результат при  $n = 5$ . При этом значение  $d$  повысилось до 2,44 и превысило величину  $d_U = 1,78$  (табл. 3). Однако такая модель (модель вида 3) содержит большое количество переменных (десять) и, что основное, является сугубо фор-

Т а б л и ц а 3

Результаты спектрального анализа изменения температуры трансформатора 2 (ТДЦ-125000/220 т) в течение суток от 6 ч 30 мин 16 апреля до 6 ч 30 мин 17 апреля 1989 г.

Номер гармоники	Коэффициенты ряда Фурье, °С		Исследование остатков			
	$a_n$	$b_n$	$d$	$d_L$	$d_U$	$s$
1	-4,40	-2,01	0,27	1,01	1,78	1,67
2	-0,27	-2,07	0,88			0,70
3	-0,25	-0,34	1,18			0,71
4	0,04	-0,48	1,40			0,60
5	0,38	-0,54	2,44			0,32

мальной, несоответствующей физической природе процесса. В самом деле, трудно предположить наличие в анализируемых данных каких-либо систематических колебаний ТВСМ с периодом 8 и, тем более, 6 и 4,8 ч. Хотя на практике в других случаях, например, в трансформаторах, питающих предприятия с трехменной работой, возможны гармонические составляющие ТВСМ с периодом 8 ч.

Более соответствующим физической природе процесса является включение в модель компоненты  $u(\tau)$ , учитывающей процесс авторегрессии в изменении ТВСМ, т. е. зависимость данного значения температуры от значений в предшествующие моменты времени. Эта зависимость объясняется тем обстоятельством, что тепловая постоянная трансформаторов в 2—3 раза превышает выбранный интервал дискретизации ( $\Delta\tau = 1$  ч).

Для выбора типа авторегрессии был проведен автокорреляционный анализ остатков моделей вида 2. Результаты этого анализа в виде численных значений первых шести автокорреляций  $r(L)$  (где  $L = 1, 2, \dots, K$ , а значение  $K = 6$  выбрано из условия  $K \leq 0,25N$  [5]) приведены в табл. 4. Визуальное сравнение вида полученных зависимостей  $r(L)$  с рис. 3 показало, что компонента  $u(\tau)$  может быть принята в виде случайного процесса авторегрессии второго порядка (процесса Юла):

$$u(\tau) = -\alpha_1 u_{\tau-1} - \alpha_2 u_{\tau-2} + \varepsilon(\tau), \quad (4)$$

где  $u_{\tau-1}$  и  $u_{\tau-2}$  — значения остатков модели вида 2 в моменты времени  $(\tau - 1)$  и  $(\tau - 2)$ ;  $\alpha_1, \alpha_2$  — коэффициенты процесса Юла, вычисленные по первым двум автокорреляциям  $r(1)$  и  $r(2)$ :  $\alpha_1 = -\frac{r(1)[1 - r(2)]}{1 - r^2(1)}$ ;  $\alpha_2 = -\frac{r(2) - r^2(1)}{1 - r^2(1)}$  и приведенные в табл. 4;  $\varepsilon(\tau)$  — новые остатки (модели вида 4), представляющие собой сумму компонент  $x(\tau)$  и  $P(\tau)$ .

Случайная компонента  $x(\tau)$  формируется в результате одновременного действия множества независимых или слабосвязанных друг с другом факторов, сравнимых по эффекту своего участия в образовании  $t(\tau)$  (небольшие относительно быстрые изменения нагрузки, климатические факторы — ветер, дождь, облачность, солнечная радиация и др.). Компонента  $P(\tau)$  представляет собой погрешность измерения температуры. Разделение  $\varepsilon(\tau)$  на составляющие  $x(\tau)$  и  $P(\tau)$  является трудно-

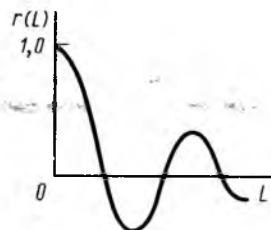


Рис. 3. Автокоррелограмма бесконечного ряда Юла [5]

Результаты дальнейшего исследования данных табл. 1 (автокорреляционный анализ, исследование авторегрессии и остатков)

Условное обозначение трансформатора	Обозначение отрезка времени на рис. 1	Коэффициенты автокорреляции						Параметры случайного процесса Юла		Исследование остатков					
		$r(1)$	$r(2)$	$r(3)$	$r(4)$	$r(5)$	$r(6)$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	Статистика Дарбина—Уотсона			Проверка на нормальность	Среднее квадратичное отклонение, °С	
										$d$	$d^*_L$	$d^{**}_U$			
$W$	$s$														
1	$\tau_1$	0,36	-0,20	-0,41	-0,17	-0,18	-0,15	-0,51	0,38	2,14	0,76	2,08	0,959	0,911	0,34
2	$\tau_1$	0,43	-0,29	-0,39	-0,04	0,22	0,08	-0,67	0,58	1,96	"	"	0,978	"	0,37
2	$\tau_2$	0,25	-0,23	-0,58	-0,30	0,24	0,15	-0,33	0,31	2,38	"	"	0,978	"	0,36
3	$\tau_1$	0,38	-0,08	-0,30	-0,27	-0,16	-0,01	-0,48	0,26	2,00	"	"	0,969	"	0,38
4	$\tau_1$	0,13	-0,04	-0,18	-0,38	-0,44	-0,09	-0,16	0,07	2,04	"	"	0,921	"	0,39
5	$\tau_1$	0,57	-0,07	-0,65	-0,79	-0,43	0,11	-0,92	0,60	2,77	"	"	0,960	"	0,47
6	$\tau_1$	0,49	-0,04	-0,38	-0,55	-0,35	-0,14	-0,67	0,37	1,80	0,65	2,23	0,974	"	0,68

\* Значения  $d$  и  $d^*_L$  для чисел степенной свободы, равных 6 и 7, получены путем экстраполяции данных табл. Б.2 [5].

разрешимой задачей без наличия дополнительной информации и в нашем случае не представляет большого интереса.

Расчет статистики Дарбина—Уотсона для остатков моделей вида 4 показал, что значения  $d$  увеличились в (1,2–3,3) раза (по сравнению с остатками  $u(\tau)$ ) и в трех случаях (отрезки  $\tau_1$  для трансформаторов 1 и 5 и отрезок  $\tau_2$  для трансформатора 2) превысили верхнюю границу зоны неопределенности, определяемую значением  $d^*_U = 2,08$ ,

т. е. гипотеза о некоррелированности остатков могла быть принята, а в остальных случаях эти значения находились вблизи этой верхней границы (табл. 4). Проверка с помощью критерия  $W$  подтвердила приемлемость нормального закона распределения  $\varepsilon(\tau)$  во всех семи случаях. В пяти случаях значительно (в 1,2–2,3 раза) уменьшилось среднее квадратичное отклонение. На точечных диаграммах рис. 2, в, г также наглядно видно улучшение модели после учета процесса авторегрессии.

В качестве проверки пригодности разработанных моделей было проведено сравнение прогнозных (на 1–2 ч "вперед", за пределы суточных отрезков времени) и фактических значений ТВСМ для случаев, когда компонента  $A(\tau)$  была равна нулю, т. е. сохранялась монотонность хода диаграмм. Например, для отрезка  $\tau_1$  трансформатора 6 (наиболее сложный случай изменения ТВСМ) модель, полученная путем подстановки уравнений (2)–(4) и соответствующих значений составляю-

щих из табл. 1, 2, 4 в уравнение (1), имела вид:

$$\begin{aligned}
 t(\tau) = & 46,26 + 0,24\tau - 5,71 \cos \left[ \frac{\pi}{12} \tau \right] + \\
 & + 1,23 \sin \left[ \frac{\pi}{12} \tau \right] + 0,18 \cos \left[ \frac{\pi}{6} \tau \right] - \\
 & - 1,61 \sin \left[ \frac{\pi}{6} \tau \right] + 0,67u_{\tau-1} - 0,37u_{\tau-2} + \varepsilon(\tau).
 \end{aligned}$$

Расчитанное по этой модели прогнозное значение ТВСМ для  $\tau = 25$  ч (при  $u_{\tau-1} = u_{24} = -1,03$  °С,  $u_{\tau-2} = u_{23} = -0,57$  °С;  $\varepsilon(\tau) = \pm ls$ ;  $l = 1,96$  для 5 %-го уровня значимости;  $s = 0,68$  °С) оказалось равным  $t(25) = 45,93 \pm 1,33$  °С. Измеренная в точке  $N = 25$  температура равнялась 46 °С, т. е. расчитанное и измеренное значения совпадают.

Несмотря на то, что в статье анализировались колебания температуры трансформаторов, работающих в условиях тропиков, рассмотренный подход к построению статистических моделей может быть применен и для трансформаторов, эксплуатирующихся в условиях умеренного и холодного климатических районов, более характерных для нашей страны. Основные моменты этого подхода могут быть использованы также для описания изменений температуры наиболее нагретой точки обмотки и нагрузки трансформатора.

## Выводы

1. Предложен новый метод математического описания флуктуаций температуры силового трансформатора в процессе эксплуатации, основанный на использовании аппарата теории случайных процессов.

2. Суточные флуктуации температуры верхних слоев масла рассмотренных трансформаторов могут быть выражены статистической моделью случайного процесса, состоящей из постоянной составляющей или линейного тренда, двухгармонического колебания с периодами 24 и 12 ч, процесса Юла (авторегрессии второго порядка) и случайной составляющей, распределенной по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и средним квадратичным отклонением, равным  $0,35-0,7$  °С.

3. Флуктуации температуры верхних слоев масла во время более коротких отрезков времени (4–12 ч), ограниченных моментами нарушения монотонности хода диаграмм температур, могут быть выражены статистической моделью случайно-

го процесса, состоящей из линейного тренда или постоянной составляющей, одногармонического колебания с периодом 24 ч и случайной составляющей, распределенной по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и средним квадратичным отклонением, равным  $0,4-1,3$  °С.

## Список литературы

1. Шницер Л. М. Основы теории и нагрузочная способность трансформаторов. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1959.
2. Боднар В. В. Нагрузочная способность силовых масляных трансформаторов. М.: Энергоатомиздат, 1983.
3. Леонидова Н. Б. Эксплуатация трансформаторов после номинального срока службы // Энергохозяйство за рубежом. 1989. № 4. С. 1—5.
4. Виленкин С. Я. Статистическая обработка результатов исследований случайных функций. М.: Энергия, 1979.
5. Кендалл М. Временные ряды. М.: Финансы и статистика, 1981.
6. Бокс Дж., Дженкинс Г. Анализ временных рядов. Прогноз и управление. Вып. 1 и 2. М.: Мир. 1974.

Поступила 9.09.92

## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.382.026.001.5

### ТЕПЛОПРОВОДНЫЙ БЛОК ДЛЯ ИЗОЛЯЦИИ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ ОТ ОХЛАДИТЕЛЕЙ

КОТОВ А. С., канд. техн. наук

В настоящее время, когда требуется изолировать силовой полупроводниковый прибор (СПП) от охладителя, применяются серийно выпускаемые изоляторы ДК (ДКМ) [1] или пластины из оксида бериллия-ВеО [2], обладающие высокой теплопроводностью  $\lambda = 240$  Вт/(м·К). В [3] приводятся основные сведения о разработанных для этой же цели электроизолирующих теплопроводных блоках типа ПИ-1, ПИ-3 и ПИ-К, имеющих по сравнению с изоляторами ДК значительно лучшие тепловые и эксплуатационные свойства. Наиболее совершенным из них является блок ПИ-К, представляющий собой монолитную сборку из двух контактных металлических дисков, двух термоком-

пенсаторов и керамики на основе оксида бериллия, опрессованных в пластмассовом корпусе.

Недостаток изоляторов ДК — весьма низкая теплопроводность материала, а блоков ПИ-К — значительные масса и осевой размер, а также, несмотря на применение в блоке оксида бериллия, высокое суммарное тепловое сопротивление. Так, масса и осевой размер блоков ПИ-К соизмеримы с соответствующими характеристиками СПП типа ТБ 253-1250, а тепловое сопротивление блока выше, чем у ТБ 253-1250 (в одну сторону) более чем в два раза. Общим недостатком изоляторов ДК и блоков ПИ-К является наличие значительных контактных тепловых сопротивлений в зонах соприкосновения с охладителем (с одной стороны) и с токоведущей шиной (с другой стороны). Стремление избавиться от этих недостатков привело к созданию малогабаритного теплопроводного блока ТИКБ в трех типоразмерах.

Теплопроводный блок ТИКБ состоит из керамической пластины на основе оксида бериллия и двух металлических дисков из индия, нанесенных на обе поверхности изолирующей пластины. Диаметр металлических дисков равен диаметру контактной поверхности СПП, а диаметр изолирующего диска назначен исходя из максимального напряжения, которое может быть приложено к металлическим дискам в процессе эксплуатации как в штатной, так и в аварийной ситуациях.

Применение индия обусловлено прежде всего низким значением предела текучести ( $\sigma_t \approx 50$  кПа), что значительно ниже удельных

давлений в зоне контакта, возникающих при действии нормированных сил прижима таблеточных СПП (порядка 10 МПа). Низкая температура плавления индия (156 °С) не препятствует его применению в сборе с СПП, так как температура контактной площадки приборов на основе кремния обычно не превышает 90 °С. Кроме того, при контактировании индия с воздухом практически отсутствует оксидная пленка, что характерно для известных мягких материалов. Наличие пластичного материала в зоне контакта обеспечивает заполнение всех макро- и микронеровностей, так или иначе имеющих на соприкасаемых плоскостях.

Опытные образцы блоков ТИКБ были выполнены с использованием дисков из оксида бериллия, толщина которых определялась технологическими возможностями завода-изготовителя. Толщина дисков из индия составляла порядка 0,15 мм исходя из необходимости обеспечения гарантированного заполнения всех зазоров в контакте при максимально возможных значениях неплоскостности и шероховатости контактирующих плоскостей.

Блоки ТИКБ-2 с диаметром контактной площадки 50 мм испытывались при удельных тепловых потоках до 120 Вт/см<sup>2</sup>, усилие сжатия 26 кН (давление на контактной площадке 16 МПа) совместно с тиристором ТБ 253-1250. Установить экспериментально контактное тепловое сопротивление не удалось, так как оно находилось в пределах погрешности измерений. Физические пред-

ставления о зоне контакта дают основание считать значение контактного теплового сопротивления при наличии индия чрезвычайно низким и уменьшающимся с возрастанием высоты микронеровностей (со снижением класса чистоты поверхности).

Характеристики блоков ПИ-З и ПИ-К, а также трех номиналов блоков ТИКБ приведены в таблице, где для сравнения даны параметры серийных изоляторов ДК. Сравнение параметров блоков показывает, что блоки ТИКБ по основным характеристикам значительно превосходят блоки ПИ-К.

К недостаткам рассматриваемого блока следует отнести:

необходимость применения в качестве одного из компонентов редкого металла-индия;

одноразовое применение блоков из-за смятия индиевых дисков при первой сборке с СПП;

отсутствие защиты керамической изолирующей пластины от окружающей среды.

Однако выигрыш от применения блоков ТИКБ в силовых преобразовательных устройствах, особенно при высоких уровнях тепловыделения и жестких массогабаритных ограничениях, компенсирует, по мнению участников разработки блоков,<sup>1</sup> указанные недостатки. Кроме того, следует учесть незначительный расход индия для изготовления

<sup>1</sup> Участники разработки блоков Кораблев В. А., Борисова Н. В. — научные сотрудники, Куприянова Г. В. — инженер.

#### Характеристики теплопроводных блоков (изоляторов)

Наименование показателя	Блок (изолятор)					
	ДК60/2	ПИ-З	ПИ-К	ТИКБ-1	ТИКБ-2	ТИКБ-3
Наружный диаметр, мм	60	118	116	57	80	80
Диаметр контактной площадки, мм	50	42	60	40	50	60
Площадь контактной площадки, см <sup>2</sup>	19,6	13,8	28,6	12,6	19,6	28,6
Толщина блока (изолятора), мм	2	—	17	2,5	3,5	3,5
Усилие сжатия, кН	20	26	50	13	26	50
Тепловое сопротивление*, К/Вт	—	0,31 + 0,009	0,09 + 0,004	0,015	0,013	0,009
Удельное давление в зоне контакта, МПа	10,2	18,8	17,5	10,3	13,2	17,5
Электрическое напряжение (максимальное), кВ	5	18,8	30	10	12	12
Рабочая температура, °С	-60 <sup>±</sup> +120					
Удельное тепловое сопротивление, К·м <sup>2</sup> /Вт**	—	4,4·10 <sup>-4</sup>	2,7·10 <sup>-4</sup>	0,2·10 <sup>-4</sup>	0,25·10 <sup>-4</sup>	0,26·10 <sup>-4</sup>
Эффективность, Вт·кг/(К·м <sup>2</sup> )***	—	5,7·10 <sup>3</sup>	8,3·10 <sup>3</sup>	3,8·10 <sup>6</sup>	1,1·10 <sup>6</sup>	1·10 <sup>6</sup>
Масса, кг	0,02	0,4	0,45	0,014	0,036	0,038

\* С учетом двух контактных тепловых сопротивлений (кроме ТИКБ).

\*\*  $R = R_{уд} s$ , где  $R_{уд}$  — удельное тепловое сопротивление;  $s$  — площадь контакта.

\*\*\*  $\vartheta = (R M)^{-1}$ , где  $M$  — масса.

блоков (4 г на блок типа ТИКБ-2), возможность его многократного использования после утилизации и незначительный угар при переплавке. Что касается защиты пластины из ВеО, обеспеченной в блоках ПИ-К запрессовкой в пластмассу, то, по мнению автора, этого не требуется. Воздействие воздуха на оксид бериллия при температурах, характерных для СПП, не сказывается. Распространенное убеждение о вредности работы с керамикой ВеО в период эксплуатации ввиду возможности отравления ошибочно. Спеченная керамика на основе оксида бериллия нетоксична, а опасность представляют только мелкие (с размером частиц менее 10 мкм) "вдыхаемые" фракции, которые в основном не образуются даже в процессе механической обработки [4].

Эффективность блоков ТИКБ состоит в том, что по сравнению с блоками ПИ-К при сопоставимых применяемых с ними СПП достигаются:

уменьшение теплового сопротивления (включая контактные) на порядок;

снижение требований к чистоте и неплоскостности плоскостей контактирующих элементов;

снижение массы блока более чем на порядок, а осевого размера почти в пять раз.

Применение блоков ТИКБ позволяет создавать малогабаритные надежные преобразовательные устройства с высокими уровнями тепловыделения, что важно для подвижных объектов (электрический транспорт, авиация, судостроение и др.).

#### Список литературы

1. **Изоляционные** диски ДК и ДКМ. Технические условия ТУ 16.528.190-80.
2. **Славик И.** Конструирование силовых полупроводниковых преобразователей. М.: Энергоатомиздат, 1989.
3. **Электроизолирующий** теплопроводный блок для табличных силовых полупроводниковых приборов / Э. О. Сорк, А. И. Хыбеяги, М. В. Яров, Я. А. Тарс // Электротехника. 1990, № 7. С. 77-78.
4. **Беляев Р. А.** Окись бериллия. М.: Атомиздат, 1980.

Поступила 10.12.92

## КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.315.21.001.24

### ИССЛЕДОВАНИЕ СТОЙКОСТИ К ИЗГИБАМ СУДОВЫХ ГЕРМЕТИЗИРОВАННЫХ КАБЕЛЕЙ

Я. З. МЕСЕНЖНИК, доктор техн. наук, проф.,  
В. П. РЫДЛОВСКИЙ, канд. техн. наук,  
В. В. УШАКОВ, инж.

Герметизированные судовые кабели предназначены для использования на судах, подводных лодках и глубоководных аппаратах в силовых и осветительных установках, в системах управления, связи, контроля и автоматики при номинальном напряжении до 690 и 1000 В переменного тока частотой до 200 кГц при стационарной и нестационарной прокладке в воздушной среде внутри помещений, а также вне прочного корпуса непосредственно в воде [1-6].

Кроме того, для подключения сложных и многочисленных систем радиотехнического высокочастотного оборудования связи, навигации и локации на современных судах находят применение герметизированные коаксиальные кабели, рассчитанные для работы в диапазоне частот до 600 МГц.

В процессе изготовления и монтажа герметизированные судовые кабели подвергаются знакопеременным изгибам, как правило, на угол  $\pm 90^\circ$  или  $\pm 180^\circ$ . В технических условиях обычно нормируется допускаемое количество изгибов на угол  $\pm 180^\circ$  в зависимости от конструкции кабелей. Из практики изготовления и монтажа известно, что предельным состоянием кабелей при циклическом изгибе является обрыв медных проволок в жиле или потеря устойчивости жил и принятие ими з-образной формы. В большинстве случаев допускаемое количество изгибов кабеля устанавливается эмпирическим путем с большим коэффициентом запаса. Такой подход не позволяет в процессе разработки конструкции кабеля проанализировать его изгибостойкость и сравнить ее с требуемым по техническому заданию значением [7].

Кабели относятся к классу витых проволочных изделий, наиболее исследованными из которых являются стальные канаты. Изгибные напряжения в канатах можно определить по формуле

$$\sigma_{\text{и}} = KE \frac{\delta}{D}, \quad (1)$$

где  $E$  — продольный модуль упругости;  $\delta$  — диаметр проволоки;  $D$  — диаметр изгибающего блока;  $K$  — поправочный коэффициент, учитывающий свивку проволок в канате.

Из [8]  $K \approx 1$ ; по эксплуатационным данным [9]  $\sigma_{\text{и}}$  на 10-12 % выше рассчитанных по этой формуле значений. Напряжение изгиба и относительные удлинения связывает соотношение [10]

$$\sigma_{и} = E \left[ \frac{du}{dl} \right]_{и}, \quad (2)$$

где  $\left[ \frac{du}{dl} \right]_{и} = \left[ \frac{du}{dl} \right]_{\max} - \left[ \frac{du}{dl} \right]_{св} \left[ \frac{du}{dl} \right]_{\max}$

максимальное относительное удлинение жилы, получаемое ею при изгибе кабеля на блоке;  $\left[ \frac{du}{dl} \right]_{св} = \left[ \frac{du}{dl} \right]_{\text{тех}}$  — суммарное относительное удлинение жилы, получаемое ею на технологических пределах.

Тогда

$$\left[ \frac{du}{dl} \right]_{и} = \left[ \frac{du}{dl} \right]_{\max} - \left[ \frac{du}{dl} \right]_{\text{тех}} = \frac{\sigma_{и}}{E}. \quad (3)$$

Кроме удлинения, вызванного технологическими процессами, при изгибе кабеля через блок имеет место удлинение токопроводящей жилы, обусловленное сопротивлением изоляционной упругой оболочки смещению проволок "подвижности" жилы. Дополнительное осевое усилие в находящейся в центре кабеля токопроводящей жиле от упругой изоляционной оболочки при изгибе кабеля на блоке диаметром  $D_6$  можно представить в виде

$$\Delta P_{ж} = \frac{2K_{ж} R_2^3 \text{ctg}^2 \alpha_{ж} \cos \theta}{D_6 - d_{ж} - d_{из}}, \quad (4)$$

где

$$K_{ж} = \frac{4\pi G \cos \alpha}{n} \left[ \frac{\cos^2 \alpha}{2} - \frac{R_2^2}{R_1^2 + R_2^2} - \frac{\pi d_2}{nz} \right];$$

$\alpha$  — угол скрутки наружного повива жилы;  $R_1$ ,  $R_2$  — радиусы жилы под изоляцией и по ней, соответственно;  $d_2$  — диаметр проволоки наружного повива жилы;  $G$  — модуль сдвига материала изоляции;  $n$  — количество проволок в наружном повиве брони;  $\theta_1$  — полярный угол для рассматриваемого элемента в сечении жилы;  $z$  — расстояние между винтовыми элементами наружного повива жилы.

Значение поправочного коэффициента на протяжении многих лет различными авторами предлагалось в значительном диапазоне [11, 12]. Математически общую теорию изгибных напряжений позволяет построить метод кинематической аналогии, предложенный в [12]. Кинематическая теория изгиба успешно использована И. И. Гродневым, В. М. Пименовым, Г. В. Чернощевым при определении напряжений в жилах пар и четверок

негерметизированных кабелей связи повивной и пучковой скруток [13, 14].

Однако, данная теория не учитывает силовое взаимодействие в витых элементах кабеля или каната.

Основы силовой теории изгиба канатов разработаны М. Ф. Глушко [12, 15]. Силовое взаимодействие жил и оболочки при изгибе с растяжением каротажных кабелей рассмотрено в [16] Л. М. Мамаевым и Э. А. Шахназаряном, а также в [17].

Теория М. Ф. Глушко разработана на основе дискретной модели спирально-анизотропного стержня. Другим направлением является представление о кабельном сердечнике как о непрерывном сплошном стержне с анизотропией спирального типа. Дискретная модель имеет то преимущество, что она наиболее приближается по расчетной схеме к реальной конструкции. Непрерывная модель дает возможность использовать хорошо разработанные методы механики сплошной среды, однако при этом возникают большие затруднения, связанные с экспериментальным определением упругих констант материала, входящих в обобщенный закон Гука [18].

Используемая в настоящее время непрерывная модель [19] предполагает, что одиночное волокно лежит на цилиндре постоянного радиуса по всей длине стержня. В действительной конструкции это не оправдывается, так как любое волокно непрерывно изменяет свое радиальное положение вдоль оси стержня, причем эти перемещения являются случайными [20].

В [21] с помощью непрерывной модели определено напряженно-деформированное состояние спирально-анизотропной консоли при обобщенном изгибе.

Большую роль в работе витых проволочных изделий играют внутренние силы трения. Их влияние как диссипативных сил приводит к тому, что в отличие от идеальной упругой системы многие процессы в канатах и кабелях, связанные с относительным смещением их элементов, носят необратимый характер. У медных проволок остаточные деформации начинаются с относительного удлинения 0,2 %. Накопление необратимых процессов в этих изделиях приводит к остаточным нарушениям их структуры в виде расслоения, волнистости, принятия жилами кабеля z-образной формы и т. д.

Изучение этих явлений требует уже рассмотрения работы витого изделия с учетом накопления в нем всех изменений в процессе монтажа и эксплуатации. В настоящее время в литературе нет работ, вскрывающих природу этих явлений. Исключением являются [22, 23], относящиеся к специальным грузонесущим геофизическим кабелям.

Значительное место в инженерной практике занимает расчет проволочных изделий на усталостную прочность, который строится пока на

чисто эмпирических данных. Разработка такого метода расчета для кабелей требует экспериментального исследования предела выносливости медных проволок различных диаметров — основных несущих элементов конструкции — в условиях монтажа и эксплуатации.

Принципиально новой задачей является создание метода расчета и исследование стойкости герметизированных кабелей при знакопеременных изгибах.

Это обусловлено существенными отличиями в конструкции герметизированных кабелей, пространство между проволоками и жилами которых для обеспечения продольной герметичности заполнено герметиком, влияющим на свободу перемещения витых элементов при изгибе кабеля, причем от пластических свойств герметика будет зависеть расчетная схема знакопеременного изгиба кабеля. Кроме того, задача усложняется тем, что в отличие от работы, например, стальных канатов, при знакопеременных изгибах кабеля на блоке диаметром, равным 5–25 диаметрам кабеля, медные проволоки испытывают упругопластические деформации.

Кабель можно рассматривать как совокупность элементов, последовательно скрученных один относительно другого. Он имеет ось нулевого порядка скрутки  $s_0$  (рис. 1), радиус изгиба которой  $r_0$ . Ось жилы  $j$ -го повива кабеля представляет собой винтовую линию первого порядка скрутки  $s_j$  относительно оси кабеля. Винтовая линия имеет угол и радиус скрутки  $j$ -го повива жил  $\alpha_j, r_j$ . Проволока  $s_i$  в жиле кабеля двойной скрутки обладает более сложной пространственной формой.

Индексом  $i$  обозначается номер повива проволок в жиле. Удобно принять обобщенное понятие основного элемента, ось которого — винтовая линия. В одножильном кабеле основным элементом будет проволока, а в многожильном кабеле — жила.

Вводятся три подвижные системы координат:  $b_0, n_0, t_0$  — для кабеля;  $b_j, n_j, t_j$  — для жил и  $b_i, n_i, t_i$  — для проволок жил кабеля двойной скрутки. Начало координат каждой системы лежит в центре тяжести поперечного сечения элемента, ось  $t$  направлена всегда по касательной к упругой линии элемента в сторону возрастания соответствующей дуги  $s$ , ось  $n$  является продолжением радиуса  $r$  в данной точке, а ось  $b$  нормальна к первым двум, так что трехгранник  $b, n, t$  образует правую систему координат. Такие подвижные системы координат, связанные с упругими линиями элементов, называются главными трехгранниками. Полярные координаты  $\varphi_j$  и  $r_j$  связывают две системы  $b_0, n_0, t_0$  и  $b_j, n_j, t_j$ , а  $\varphi_i$  и  $r_i$  — системы  $b_j, n_j, t_j$  и  $b_i, n_i, t_i$  (рис. 1).

Для кабелей с термопластичным (невулканизованным) герметиком (например, марки ГРТ-2) можно предположить, что при изгибе они представляют набор концентрически скрученных винтовых элементов, практически не взаимодействующих друг с другом, т. е. принимается, что контактные силы и силы трения между элементами равны нулю.

Такое предположение возможно также потому, что в кабелях с термопластичным герметиком используется полиэтиленовая изоляция с низким коэффициентом трения и высоким модулем упругости. В этом случае применима теория кинематического изгиба и управления деформации проволоки в кабеле [12].

Рассмотрим вначале изгиб кабеля одинарной скрутки. В общем случае компоненты пространственной кривизны и кручения однопроволочной жилы кабеля имеют вид (рис. 1):

$$\left. \begin{aligned} \omega_{b_j} &= -\frac{1}{\rho} \cos^2 \alpha'_j \sin \psi + \frac{\sin^2 \alpha'_j}{r_j}; \\ \omega_{n_j} &= \frac{1}{\rho} \cos \alpha'_j \cos \psi + \frac{d\alpha'_j}{ds_j}; \\ \omega_{t_j} &= \frac{1}{\rho} \sin \alpha'_j \cos \alpha'_j \sin \psi + \frac{\sin \alpha'_j \cos \alpha'_j}{r_j}. \end{aligned} \right\} (5)$$

Радиус кривизны оси кабеля  $\rho$  в данном случае задается радиусом блока  $r_0$ , через который изгибается кабель. Незвестной величиной остается лишь угол скрутки жил в кабель  $\alpha'_j$ . Однако даже при большом изгибе кабеля изменение его углов

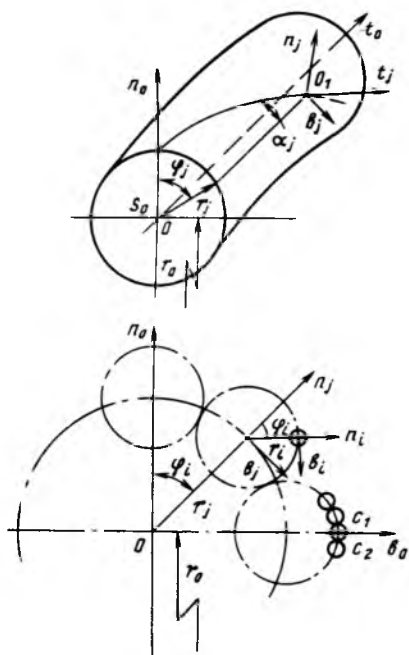


Рис. 1. Система координат при изгибе кабеля и его элементов

скрутки будет незначительным по сравнению с его прямолинейным состоянием. Поэтому угол  $\alpha'_j$  можно представить в виде суммы его начального постоянного значения и некоторого малого переменного приращения  $\eta(s_j)$ :

$$\alpha'_j = \alpha_j + \eta(s_j). \quad (6)$$

Рассмотрим плоский изгиб кабеля относительно оси  $b_0$  (рис. 1) с постоянным радиусом  $r_0$ . Угол  $\psi$  в выражении (5) примет вид:

$$\psi = 90^\circ - \varphi_j.$$

Ввиду малости угла  $\eta$  можно записать:

$$\sin \alpha' = \sin \alpha + \eta \cos \alpha;$$

$$\cos \alpha' = \cos \alpha - \eta \sin \alpha.$$

Величины  $\eta$  и  $\frac{1}{\rho}$  следует считать малыми первого порядка, а их произведениями и степенями выше первой можно пренебречь.

В результате принятых допущений выражения (5) в данном случае можно записать в виде:

$$\left\{ \begin{aligned} \omega_{b_j} &= \frac{\cos^2 \alpha_j}{r_0} \cos \varphi_j + \frac{\sin 2\alpha_j}{r_j} \eta(\varphi_j) + \frac{\sin^2 \alpha_j}{r_j}; \\ \omega_{\eta_j} &= -\frac{\cos \alpha_j}{r_0} \sin \varphi_j - \frac{d\eta \sin \alpha_j}{d\varphi_j r_j}; \\ \omega_{t_j} &= -\frac{\sin \alpha_j \cos \alpha_j}{r_0} \cos \varphi_j + \frac{\cos 2\alpha_j}{r_j} \eta(\varphi_j) + \\ &+ \frac{\sin \alpha_j \cos \alpha_j}{r_j}. \end{aligned} \right. \quad (7)$$

Угловые деформации жилы в изгибаемом кабеле равны изменениям ее кривизны и кручения по сравнению с прямолинейным состоянием кабеля. Последние члены в выражениях для  $\omega_{b_j}$  и  $\omega_{t_j}$  равны кривизне и кручению оси жилы в прямом кабеле. Отбросив эти составляющие, получим искомые деформации однопроволочной жилы:

$$\left\{ \begin{aligned} b_j &= \frac{\cos^2 \alpha_j}{r_0} \cos \varphi_j + \frac{\sin 2\alpha_j}{r_j} \eta(\varphi_j); \\ n_j = \omega_{n_j} &= -\frac{\cos \alpha_j}{r_0} \sin \varphi_j - \frac{d\eta \sin \alpha_j}{d\varphi_j r_j}; \\ t_j &= -\frac{\sin \alpha_j \cos \alpha_j}{r_0} \cos \varphi_j + \frac{\cos 2\alpha_j}{r_j} \eta(\varphi_j). \end{aligned} \right. \quad (8)$$

Подставим упрощенное выражение [12]:

$$\eta(\varphi_j) = -\frac{r_j}{r_0} \sin \alpha_j \cos \alpha_j \cos \varphi_j$$

в уравнения деформации:

$$\left. \begin{aligned} b_j &= \frac{\cos 2\alpha_j}{r_0} \cos^2 \alpha_j \cos \varphi_j; \\ n_j &= -\frac{1 + \sin^2 \alpha_j}{r_0} \cos \alpha_j \sin \varphi_j; \\ t_j &= -\frac{\sin 2\alpha_j}{r_0} \cos^2 \alpha_j \cos \varphi_j. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Полные нормальные напряжения изгиба для проволоки жилы:

$$\sigma_{\text{и}} = E \frac{\delta}{D} K(\varphi_j),$$

где

$$D = 2r_0; \quad K(\varphi_j) = r_0 \sqrt{\overline{b_j^2 + n_j^2}}.$$

Экстремальные значения этого коэффициента:

$$\left\{ \begin{aligned} K_{\text{max}} &= K\varphi_j = \pm \frac{\pi}{2} = (1 + \sin^2 \alpha_j) \cos \alpha_j; \\ K_{\text{min}} &= K\varphi_j = 0, \quad \pi = \cos 2\alpha_j \cos^2 \alpha_j. \end{aligned} \right. \quad (11)$$

Рассмотрим теперь кабель двойной скрутки с многопроволочной жилой. Пользуясь той же теорией [12], можно найти деформации проволоки:

$$\tilde{b}_i = \frac{1}{r_0} \lambda_{b_i}(\varphi_i, \varphi_j); \quad \tilde{n}_i = \frac{1}{r_0} \lambda_{n_i}(\varphi_i, \varphi_j), \quad (12)$$

где

$$\lambda_{b_i}(\varphi_i, \varphi_j) = [(1 + \sin^2 \beta_i) \sin \varphi_j \sin \varphi_i + \cos^2 \beta_i \times \\ \times \cos \beta_i \cos \varphi_j \cos \varphi_i] \cos^2 \alpha_j \cos^2 \alpha_j \cos \beta_i + \lambda_i; \quad (13)$$

$$\lambda_{n_i}(\varphi_i, \varphi_j) = [(1 + \sin^2 \beta_i) \sin \varphi_j \cos \varphi_j - \cos^2 \beta_i \times \\ \times \cos \beta_i \cos \varphi_j \sin \varphi_i] (1 + \sin^2 \alpha_j) \cos \alpha_j \cos \beta_i. \quad (14)$$

Величина  $b_i$  учитывает деформацию изгиба проволоки от кручения жилы при изгибе кабеля [12]. Полное относительное удлинение и напряжение от изгиба на контуре круглой проволоки:

$$\varepsilon_{\text{и}} = K \frac{\delta}{D}; \quad \sigma_{\text{и}} = EK \frac{\delta}{D}, \quad (15)$$

где

$$K = \sqrt{\lambda_{n_i}^2 + \lambda_{b_i}^2}.$$

Максимальных значений коэффициент  $K$  достигает при  $\varphi_j = \pm \frac{\pi}{2}$  и  $\varphi_i = 0$ ,  $\pi$ :

$$K_{\text{max}} = (1 + \sin^2 \alpha_j) (1 + \sin^2 \beta_i) \cos \alpha_j \cos \beta_j.$$

Поперечные сечения проволок 1 (рис. 1) с максимумом изгибной деформации в точках  $C_1$  и  $C_2$  расположены вместе с осью жилы на оси изгиба кабеля  $b_0$ .

Для кабелей с весьма жестким (свулканизованным) герметиком (например, кабели типа КВДН с резиновой изоляцией и оболочкой по ТУ 16.К78-11-90) предложенный метод расчета не подходит, так как вся конструкция представляет из себя монолитную систему.

Условие прочности кабелей при знакопеременном изгибе имеет вид:

$$\sigma_{\text{и max}} \leq [\sigma_{-1}], \quad (16)$$

где  $[\sigma_{-1}]$  — допускаемые напряжения при симметричном цикле изгиба на угол  $\pm 180^\circ$  проволоки в кабеле. Они зависят от многих технологических, а также геометрических факторов; значения для медной кабельной проволоки в литературе отсутствуют.

В [24] исследованы усталостные свойства медной мягкой проволоки с диаметрами 0,26; 0,32 и 0,52 мм при различных уровнях нагрузки, которая вызывала как упругие, так и пластические деформации образцов. Однако эти результаты не могут быть применены в данной работе, так как изгиб производился на угол  $\pm 90^\circ$ , схема нагружения образцов не соответствует схеме, принятой для судовых герметизированных кабелей, а диапазон диаметров испытанных проволок неполный.

Для определения предела усталости медных проволок, применяемых в герметизированных кабелях, проволоки подвергались знакопеременному изгибу на угол  $\pm 180^\circ$  через блоки различных диаметров по методике [25], при этом образец проволоки вместе с грузом в исходном состоянии размещался в вертикальном положении, а смещение проволоки с блока было исключено при помощи двух металлических пластин, прикрепленных к блокам по бокам. Испытанию подвергались проволоки диаметром 0,42; 0,52 и 0,68 мм, используемые в семипроволочных жилах сечением 1,0; 1,5 и 2,5 мм<sup>2</sup> многожильных герметизированных кабелей

с резиновой оболочкой. Кроме того, проведены испытания проволоки диаметром 0,23 мм, применяемой в общих экранах в виде оплетки. До обрыва изгибали по 18–15 образцов проволоки каждого диаметра. Среднеарифметические значения количества циклов изгиба проволоки до обрыва при коэффициенте вариации не более 10,6 % приведены в табл. 1.

Изгибные напряжения вычисляли по формуле (1), при этом использовался модуль упругости медной проволоки  $E = 66 \cdot 10^3$  МПа\* [17].

По предварительным оценкам при изгибе кабелей на блоке диаметром (5–25) наружных диаметров кабеля напряжения в медных мягких проволоках значительно превышают их предел текучести  $\sigma = 170$  МПа.

Опытные значения предела усталости металла в упругой области деформации обычно имеют существенный разброс. Уточнение предела усталости медных проволок с учетом пластических деформаций внесло бы неоправданные осложнения по сравнению с точностью определения этой величины. Поэтому предложено экспериментально определить условный предел выносливости медной проволоки с использованием зависимости (1) для вычисления напряжений в упругой области.

При определении условного предела выносливости на основе полученных данных построены зависимости напряжения от количества циклов изгиба ( $N$ ) до разрушения медных проволок различных диаметров (рис. 2); пунктирной линией показана усредненная зависимость, которой можно пользоваться для всех четырех диаметров проволоки, если не требуется большей точности расчета.

Из графика рис. 2 видно, что при напряжениях, меньших 225 МПа, количество циклов до разрушения проволоки стремится к бесконечности. Исходя из этого предлагается за условный предел выносливости медных проволок принять величину  $\sigma_{-1} = 220$  МПа, а за допускаемые напряжения при циклическом упругопластическом нагружении кабелей —  $[\sigma_{-1}] = 200$  МПа. Такие значения на-

Т а б л и ц а 1

**Усталостная прочность медных мягких проволок**

Диаметр блока, мм	Изгибные напряжения (МПа) для проволок диаметром, мм				Количество циклов изгиба до обрыва проволок диаметром, мм			
	0,23	0,42	0,52	0,68	0,23	0,42	0,52	0,58
34,0	446	812	1010	1320	6320	1485	561	495
37,5	403	740	911	1190	8046	1613	622	537
46,0	330	603	746	970	10 783	2812	1460	700
60,0	—	462	568	746	—	6350	2316	1204
100	—	—	343	450	—	—	6023	3397
170	—	—	—	264	—	—	—	9780

\* Согласно опубликованным ранее данным [26, 27, 28, 29],  $E$  меди может составлять  $125 \cdot 10^3$  МПа,  $(100 \div 130) \cdot 10^3$  МПа,  $112 \cdot 10^3$  МПа,  $E$  достаточно близко между собой и существенно ниже приведенных в [17]. В этих источниках не указано, к какой меди (твердой или мягкой) относятся приведенные в них значения  $E$ . В электротехническом справочнике [29] приведены следующие значения  $E$  для твердой меди  $121,5 \times 10^3$  МПа (статический режим испытаний) и  $112 \cdot 10^3$  МПа (динамический режим испытаний), для мягкой меди  $117 \times 10^3$  МПа (статический режим испытаний) и  $73 \cdot 10^3$  МПа (динамический режим испытаний). Сопоставив значения  $E$ , приведенные в различных литературных источниках, можно прийти к выводу о том, что используемое в настоящей работе значение  $E$  ( $66 \cdot 10^3$  МПа) является модулем упругости медной мягкой проволоки в динамическом режиме испытаний.

пряжений позволяют обеспечить количество циклов изгиба более чем  $12 \cdot 10^3$ , что вполне достаточно с практической точки зрения для кабелей неподвижной прокладки. Причем с помощью усталостной кривой (рис. 2) можно с достаточной степенью точности определить допустимое количество изгибов кабеля, если изгибные напряжения в проволоках превышают  $[\sigma_{-1}]$ .

Для проверки метода по формуле (15) рассчитаны условные максимальные изгибные напряжения в проволоках жил различных кабелей с медными семипроволочными жилами, изоляцией из радиационно-модифицированного полиэтилена и резиновой оболочкой, все пустоты в которых заполнены невулканизованным термопластичным герметиком марки ГРТ-2 (табл. 2).

Затем с помощью этих величин на графиках (рис. 2) определяли количество циклов до разрушения конкретной проволоки. Экспериментальное

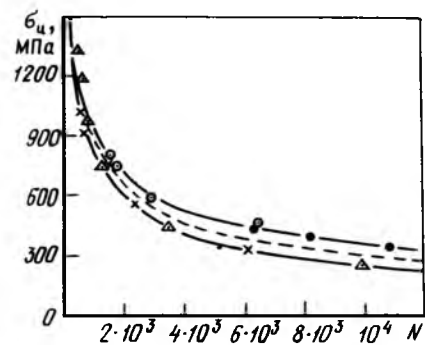


Рис. 2. Кривая усталости при изгибе на  $\pm 180^\circ$  медных проволок диаметром  $\delta$ :

● —  $\delta = 0,23$  мм; ○ — 0,42 мм; × — 0,52 мм; Δ — 0,68 мм

значение количества циклов устанавливалось при знакопеременном изгибе ( $\pm 180^\circ$ ) этих же кабелей по ГОСТ 12182.8-80 через блоки различного диаметра.

Т а б л и ц а 2

Расчетные и экспериментальные значения количества циклов изгиба для кабелей с пластичным герметиком

Тип и сечение кабеля, мм <sup>2</sup>	Наружный диаметр кабеля, мм	Диаметр проволоки жилы, мм	Диаметр блока, мм	Отношение диаметра блока к диаметру кабеля	Максимальное напряжение изгиба в проволоке, МПа	Количество циклов изгиба кабеля до обрыва жилы		Разница между расчетом и экспериментом, %
						Расчет	Эксперимент (среднее значение)	
4×1,5 (макет с общим экраном)		0,52	40	2,05	863,4	800	1014	21,1
			90	4,6	383,9	4500	5131	10,3
КСПРЭГ 5×1,0		0,42	40	2,65	679,3	2200	2873	23,4
			70	4,64	398,5	8100	9025	10,1
10×1,5 (макет с экранами жил)		0,52	40	1,9	863,4	800	939	14,8
			120	5,7	287,8	8200	10 175	19,4
12×1,5 (макет с экранами жил и общим экраном)		0,52	90	2,75	383,7	4700	5315	11,6
			150	4,6	230,4	11 600	13 650	15,0
24×1,5 (макет без экранов)		0,52	70	3,0	$\frac{1041^*}{493,3}$	$\frac{500^*}{3000}$	614	18,6
			120	5,2	$\frac{715^*}{287,8}$	$\frac{1400^*}{8200}$	1830	23,5
КСПРЭГ 37×2,5		0,68	150	3,8	$\frac{675,6^*}{300,8}$	$\frac{1650^*}{7500}$	1784	7,5
			200	5,0	$\frac{553,2^*}{225,8}$	$\frac{3250^*}{12 000}$	2517	10,6

\* В числителе приведены значения, рассчитанные с учетом коэффициента  $K_n$  по формуле (17); в знаменателе даны значения для кабелей с числом жил 24 и 37.

Из табл. 2 видно, что расчет удовлетворительно согласуется с экспериментальными данными для кабелей одноповивной (до 10 жил) и двухповивной (до 24 жил) скрутки. Для кабелей трехповивной скрутки (число жил 24—37) экспериментальные значения количества циклов изгиба меньше расчетных, что возможно связано с взаимодействием повивов друг на друга в кабелях такой конструкции.

Анализ приведенных в табл. 2 данных показывает, что в формулу (15) должен быть введен эмпирический коэффициент  $K_p$

$$\sigma_{и} = EKK_p \frac{\delta}{D} \quad (17)$$

Для одно- и двухповивных кабелей  $K_p = 1$ , для трехповивных кабелей  $K_p = 0,17 \frac{D}{d_k} + 1,6$  ( $d_k$  — наружный диаметр кабеля).

По результатам расчета можно заключить, что одними из главных факторов циклической стойкости кабелей являются пластические свойства герметика, отношение диаметров проволоки жил и блока, количество повивов в многожильном кабеле.

Нужно отметить, что результаты исследования герметизированных кабелей такой конструкции при обычно нормируемом диаметре изгиба, равном восьми наружным диаметрам кабеля, в табл. 2 не приведены, так как в этом случае изгибные напряжения получаются значительно меньше 200 МПа.

Учитывая, что разработанные кабели предназначены для неподвижной прокладки, изгибостойкость экранирующей металлической оплетки не рассматривалась, так как оплетка по своей конструкции является достаточно гибким элементом и расчетные изгибные напряжения для проволоки оплетки в 2—3 раза меньше, чем для проволоки жилы. Кроме того, в процессе монтажа, эксплуатации и при испытаниях кабелей на изгиб обрывов проволок экрана не происходило.

## Выводы

1. Разработан и экспериментально проверен метод расчета стойкости при знакопеременном изгибе герметизированных судовых экранированных кабелей с термопластичным герметиком.

2. Получена графическая зависимость усталостной прочности медной проволоки диаметром 0,23; 0,42; 0,52 и 0,68 мм в области упругопластических деформаций при знакопеременном изгибе.

3. На основании экспериментальных исследований обоснованы значения условного предела выносливости  $\sigma_{-1} = 220$  МПа, а также допускаемого напряжения при циклическом нагружении медных проволок  $[\sigma_{-1}] = 200$  МПа.

## Список литературы

1. Ашурков Е. В. Подключение кабелей к электрооборудованию на судах (внутренний монтаж). Л.: Судостроение, 1973.
2. Кранихфельд Л. И., Рязанов И. Б. Теория, расчет и конструирование кабелей и проводов. М.: Высшая школа, 1972.
3. Белоруссов Н. И. Электрические кабели и провода (теоретические основы кабелей и проводов, их расчет и конструкция). М.: Энергия, 1971.
4. Бачелис Д. С., Белоруссов Н. И., Саакян А. Е. Электрические кабели, провода и шнуры (справочник) / Под общ. ред. Н. И. Белоруссова. М.: Энергия, 1971.
5. Основы кабельной техники. Учеб. пособие для вузов / Под ред. В. А. Привезенцева. М.: Энергия, 1975.
6. Пошерстник М. Ю., Салютин М. А. Справочник по судовым кабелям и проводам. Л.: Судостроение, 1966.
7. Ушаков В. В., Рыдловский В. П. Исследование стойкости герметизированных кабелей при знакопеременном изгибе. М.: Энергия, 1992.
8. Глушко М. Ф. Стальные подъемные канаты. Киев: Техника, 1966.
9. Бекерский Б. И., Богданов Б. П. Исследование изгибных напряжений в канатах на блоке // Прочность и долговечность стальных канатов. Киев: Техника, 1975.
10. Жданов Г. П. Изгибные напряжения в стальных проволочных канатах спиральной и двойной свивки // Тр. Харьковского горного института, 1955. Т. 2. С. 127—135.
11. Длинник А. Н. Статьи по горному делу. М. Углетехиздат, 1957.
12. Глушко М. Ф. Стальные подъемные канаты. Киев: Техника, 1966.
13. Гроднев И. И., Пименов В. М., Чернощев Г. В. Определение напряжений в жилах при изгибе кабелей повивной и пучковой скруток // Кабельная техника. 1971. Вып. 76.
14. Пименов В. М., Чернощев Г. В. Определение напряжений в жилах кабеля пучковой скрутки при изгибе // Тр. учебных институтов связи. 1972. № 57.
15. Глушко М. Ф. Статика изогнутого каната // Стальные канаты. 1969. Вып. 6. С. 5—18.
16. Мамзев Л. М., Шахназарян Э. А. Изгиб кабель-каната с учетом влияния шланговой оболочки и сил трения // Стальные канаты. 1969. Вып. 6. С. 104—108.
17. Рыдловский В. П. Кабельные трассы. Л.: Судостроение, 1991.
18. Лехницкой С. Г. Теория упругости анизотропного тела. М.: Наука, 1977.
19. Тимошенко С. П., Гудьер Д. Теория упругости. М.: Наука, 1975.
20. Мусалимов В. М., Соханев Б. В., Мокряк С. Я. Элементы механики кабельных конструкций, Томск: изд-е Томского Университета, 1981.
21. Мокряк С. Я. Исследование напряженно-деформированного состояния спирально-анизотропных стержней. Дис. ... канд. техн. наук. Томский политехнический институт, 1981.
22. Месенжлик Я. З., Литвер В. Е. Факторы, определяющие устойчивость токопроводящих жил каротажных кабелей // Тр. УзНИИНТИ. 1966.
23. Месенжлик Я. З. Кабели для нефтегазовой промышленности. Ташкент: Фан, 1972.

24. Ганусевич Е. К., Реут Л. З. Статические и усталостные свойства проволоки из цветных металлов // Тр. Томского НИИКП. 1969. Вып. 1. С. 64–69.

25. Монтажные провода для радиоэлектронной аппаратуры / Под ред. Л. И. Кранихфельда. М.: Энергия, 1973.

26. Аглицкий В. А. Пирометаллургическое рафинирование меди. М.: Металлургия, 1971.

27. Справочник НИТТЕ. Т. I. М.: ГосНИТИ, 1931, с. 887.

28. Смирлягин А. П. Промышленные цветные металлы и сплавы. М.: Металлургия, 1956.

29. Справочник по электротехническим материалам. М.: Энергоатомиздат, 1983.

Поступила 24.08.92

УДК 621.315.2.001.24

## УМЕНЬШЕНИЕ ПОТЕРЬ ЭНЕРГИИ В МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ОБОЛОЧКАХ ОДНОЖИЛЬНЫХ КАБЕЛЕЙ ПУТЕМ КОМПЕНСАЦИИ ТОКОВ В ОБОЛОЧКАХ ИНДУКЦИОННЫМ ПУТЕМ

С. Д. ХОЛОДНЫЙ, доктор техн. наук, проф.,  
В. М. ЛЕОНОВ, инж.

МЭИ

Существенное снижение потерь энергии в оболочке кабелей приведет к возможности увеличения тока нагрузки на 25–30 % при одинаковом сечении жил или уменьшению сечения жил на 30–40 % при одинаковом токе нагрузки.

При использовании метода транспозиции оболочек необходимо применять соединительные муфты, в которых оболочки соединяемых кабелей электрически изолированы друг от друга. Это усложняет их конструкцию и снижает надежность при длительной эксплуатации. Способ индукционной компенсации электродвижущей силы в контуре оболочек позволяет применить его на существующих и вновь сооружаемых линиях без какого-либо вмешательства в конструкцию кабелей, муфт и других элементов кабельной линии.

Схема предлагаемого способа для однофазной линии приведена на рис. 1. По жилам 1 протекает ток  $I$ . В контуре оболочек 2 возникает ЭДС  $E_2$  и в контуре протекает ток  $I_2$ . При этом в оболочках возникают потери энергии, определяемые коэффициентом потерь в оболочках

$$Y_{об} = P_{об}/P_{ж} = \frac{|I_2|^2 R_{об}}{|I|^2 R_{ж}}, \quad (1)$$

где  $R_{ж}$  и  $R_{об}$  — активное электрическое сопротивление жилы и оболочки;  $P_{об}$  — потери энергии в оболочках;  $P_{ж}$  — потери энергии в жилах.

Для уменьшения токов в оболочке на каждый кабель можно одеть магнитопроводы 3, на которых намотаны обмотки 4, замкнутые на конденсаторы с емкостью  $C$ . По этим обмоткам протекает ток  $I_1$ . Обмотки имеют активное сопротивление  $R_1$ . Контур оболочек пересекает магнитные потоки в неферромагнитных материалах  $\Phi_2$  и в магнитопроводе  $\Phi_1$

$$\Phi_2 = M_2(I + I_2); \quad (2)$$

$$\Phi_1 = M_1(I + I_2 + w_1 I_1), \quad (3)$$

где  $M_2$  и  $M_1$  — взаимные индуктивности без магнитопровода и только магнитопровода;  $w_1$  — число витков обмотки магнитопровода;  $I$ ,  $I_2$  и  $I_1$  — токи в жилах, оболочках и вторичной обмотке магнитопровода соответственно.

Запишем уравнение Кирхгофа для контуров оболочек и вторичной обмотки  $w_1$  магнитопровода

$$(I + I_2)j\omega M_2 + (I + I_2 + w_1 I_1)j\omega M_1 + I_2 R_{об} = 0; \quad (4)$$

$$w_1 j\omega M_1 (I + I_2 + I_1 w_1) + I_1 / (j\omega C) + I_1 R_1 = 0. \quad (5)$$

Если пренебречь сопротивлением  $R_1$ , значение которого мало по сравнению с другими слагаемыми уравнения (5), то из этого уравнения получим:

$$I_1 = - (I + I_2) \frac{M_1 w_1}{M_1 w_1^2 - (\omega^2 C)^{-1}}. \quad (6)$$

Подставив  $I_1$  из (6) в (4), получим:

$$I_2 = - I \frac{j\omega \left[ M_1 + M_2 - \frac{(M_1 w_1)^2}{M_1 w_1^2 - (\omega^2 C)^{-1}} \right]}{j\omega \left[ M_1 + M_2 - \frac{(M_1 w_1)^2}{M_1 w_1^2 - (\omega^2 C)^{-1}} \right] + R_{об}} \quad (7)$$

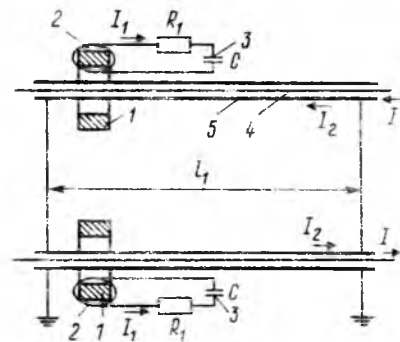


Рис. 1. Схема кабельной линии

Ток в оболочке  $I_2$  равен нулю при условии

$$M_1 + M_2 - \frac{(M_1 w_1)^2}{M_1 w_1^2 - (\omega^2 C)^{-1}} = 0. \quad (8)$$

Из этого уравнения следует, что для полной компенсации токов в оболочке необходимы конденсаторы

$$C = \frac{1}{\omega^2 M_2 w_1^2} \left[ 1 + \frac{M_2}{M_1} \right]. \quad (9)$$

При  $I_2 = 0$  из (6) следует

$$I_1 = -\frac{I}{w_1} \left[ 1 + \frac{M_2}{M_1} \right]. \quad (10)$$

Сумма токов (магнитодвижущая сила) в магнитопроводе, определяющая напряженность поля и индукцию в нем при  $I_2 = 0$ , составит

$$I_c = (I_1 w_1 + I + I_2) = \frac{M_2}{M_1} I. \quad (11)$$

Коэффициент взаимной индукции  $M_2$  рассчитываем по формуле для кабелей без брони

$$M_2 = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{s}{r_{об}}, \quad (12)$$

где  $s$  — расстояние между осями кабелей;  $r_{об}$  — средний радиус оболочки;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м.

Коэффициент взаимной индукции для магнитопровода рассчитываем по формуле, которая следует из (3) и (11)

$$M_1 = \frac{\Phi_1}{I_c} = \frac{BF}{I_c} = \frac{BF}{H l_{cp}} = \mu \mu_0 \frac{F}{l_{cp}}, \quad (13)$$

где  $I_c = H l_{cp}$  — магнитодвижущая сила (равна  $I + I_2 + I_1 w_1$ );  $F$  — сечение магнитопровода по металлу;  $\mu$  — относительная магнитная проницаемость металла магнитопровода;  $H$  — напряженность магнитного поля в магнитопроводе;  $B$  — магнитная индукция в магнитопроводе;  $l_{cp}$  — длина средней линии для магнитной индукции магнитопровода (рис. 2).

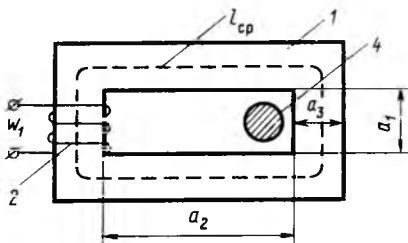


Рис. 2. Схема магнитопровода

Подставив (11) в (13), получим:

$$F = I(M_2/B). \quad (14)$$

Учитывая, что  $H = I_c/l_{cp} = IM_2/M_1 l_{cp}$ , получаем формулу для соотношения ( $M_2/M_1$ )

$$\frac{M_2}{M_1} = \frac{H l_{cp}}{I}. \quad (15)$$

Из уравнения (5) следует, что напряжение на конденсаторе с учетом (11) и (9)

$$U_c = I_1/(\omega C) = I \omega M_2 w_1; \quad (16)$$

$$w_1 = U_c / (\omega M_2 I); \quad (17)$$

$$C = \frac{I_2 M_2}{U_c^2} \left[ 1 + \frac{M_2}{M_1} \right]. \quad (18)$$

Мощность конденсатора

$$P_p = P \omega M_2 \left[ 1 + \frac{M_2}{M_1} \right]. \quad (19)$$

Свойства горячекатаных сталей, применяемых для сердечников трансформаторов (сталь 1511, 1672, 1513), соответствуют примерным данным

$H, \text{ А/м}$	20	40	60	80	100	500
$B, \text{ Т}$	0,2	0,4	0,6	0,7	0,8	1,3

До напряженности поля 100 А/м магнитная индукция примерно пропорциональна напряженности, а при более 100 А/м — начинается насыщение и зависимость становится существенно нелинейной. Поэтому для расчетов целесообразно выбирать  $H = 100$  А/м,  $B = 0,8$  Т.

Последовательность расчета магнитопровода следующая.

1. Определяем сечение магнитопровода по формуле (14) по заданному току в жиле  $I$  и индукции  $B$ . Взаимоиндуктивность  $M_2$  рассчитываем по формуле

$$M_2 = \left[ \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{s}{r_{об}} + M_{бр} \right] l_1, \quad (20)$$

где  $M_{бр}$  — коэффициент взаимной индукции, определяемый магнитным потоком в ферромагнитной броне кабеля;  $l_1$  — длина кабельной линии (или участка компенсации между двумя ближайшими заземленными точками в линии).

2. Определяем соотношение  $M_2/M_1$  по формуле (15). Длину  $l_{cp}$  оцениваем по конструкции магнитопровода. Например, по рис. 2 выберем размеры  $a_1$  и  $a_2$  с учетом размеров кабеля и площади, необходимой для размещения вторичной обмотки.

Обозначим толщину пакета магнитопровода  $b$ . Тогда  $F = a_3 b$  или  $a_3 = F/b$ . Для  $l_{cp}$  получим:

$$l_{cp} = 2(a_1 + a_2 + 2a_3) = 2(a_1 + a_2 + 2F/b). \quad (21)$$

3. По формуле (19) рассчитываем реактивную мощность конденсатора. По справочным данным выберем батарею конденсаторов  $C$  и ее напряжение  $U_c$ .

4. Рассчитываем параметры вторичной обмотки. Активная мощность обмотки  $P_a$  должна быть много меньше реактивной ( $k_a < 0,1$ )

$$P_a < k_a P_p \text{ или } R_1 < P_p k_a / I_1^2.$$

Сопротивление  $R_1$  можно рассчитать по приближенной формуле

$$R_1 \approx 2(a_3 + b)\rho w_1 / Q, \quad (23)$$

где  $Q$  — сечение провода в обмотке;  $\rho$  — удельное сопротивление.

Тогда общее сечение, занимаемое обмоткой в окне магнитопровода ( $a_1 a_2$ ), рассчитываем по формуле

$$F_{обм} \approx Q w_1 > 2(a_3 + b)\rho \frac{1 + M_2 / M_1}{k_a \omega M_2}.$$

Формула дает условие для определения электромагнитных параметров обмотки.

6. Выбор размеров  $a_1$  и  $a_2$ .

Размер  $a_1$  следует выбирать наименьшим и равным  $a_1 = 1,1d$  ( $d$  — наружный диаметр кабеля).

Тогда площадь окна в магнитопроводе равна

$$a_1 a_2 = 1,1 d a_2 = 1,1 d (1,1 d + 2F_{обм})$$

(коэффициент 2 учитывает площадь, необходимую для изоляции обмотки).

Отсюда

$$a_2 \geq \frac{1,21 d^2 + 2F_{обм}}{1,1 d}; \quad (25)$$

$$a_1 \geq 1,1 d. \quad (26)$$

Размеры  $a_1$  и  $a_2$  должны быть выбраны на основе справочных данных по стандартным размерам магнитопроводов равными или немного большими, чем выбранные по (22) и (23).

7. Соотношение (19) получено для электромагнитных параметров. Кроме того, необходимо учитывать условия теплового баланса (окончательное условие (29))

$$P_a R_T = \Delta T = I_1^2 R_1 R_T, \quad (27)$$

где  $\Delta T$  — допустимый перегрев обмотки;  $R_T$  — тепловое сопротивление при теплопередаче от

обмотки

$$R_T \approx \frac{1}{\alpha F_T}, \quad (28)$$

где  $F_T$  — теплопередающая поверхность обмотки;  $\alpha$  — коэффициент теплопередачи от обмотки.

Подставив (22) и (28) в (27), получим:

$$P_p k_a / \alpha F_T \leq \Delta T. \quad (29)$$

8. Расчет напряжения между оболочками кабеля.

При токе  $I_2 = 0$  напряжение между оболочками около магнитопровода

$$U_{об} = \omega M_2 I_1. \quad (30)$$

График изменения напряжения на оболочках показан на рис. 3 при расположении магнитопровода на секции  $a$  и при разделении магнитопровода на два сердечника, расположенных на концах кабеля  $b$ .

Предполагается, что индукционные устройства устанавливаются на каждой строительной длине в местах установки соединительных муфт. В этих же местах заземляются оболочки кабелей.

В трехфазной линии магнитопроводы устанавливаются на каждый кабель. При расположении кабелей по вершинам равностороннего треугольника расчетные формулы остаются прежними.

При наличии стальных бронепроволок значение  $M_2$  увеличивается примерно вдвое. При компенсации токов в оболочке напряженность магнитного поля в бронепроволоках возрастет, что увеличит потери в бронепроволоках, обусловленные магнитным полем вдоль оси бронепроволок, расположенных в повиве. При расчете эффективности метода компенсации токов необходимо учитывать это обстоятельство.

При коротких замыканиях ток в жилах возрастает в десятки раз и магнитопроводы дополнительных трансформаторов переходят в режим насыщения, при этом и их влияние мало скажется на режиме короткого замыкания и напряжения между оболочками. Напряжение на конденсаторе кратковременно возрастет не более чем в 1,5 раза.

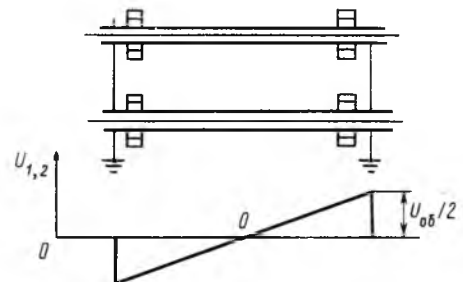


Рис. 3. Эпюра напряжения между оболочками кабелей

Рассмотрим конкретный пример расчета на длине 1 км кабельной линии.

По жиле кабеля протекает ток 500 А. Наружный диаметр кабеля  $d = 0,08$  м. Для кабеля без брони на длине 1 км по (20) получим ( $s/r_{об} = 2,7$ )

$$M_2 \approx 2 \cdot 10^{-4} \text{ Гн/км.}$$

Выберем параметры стали по справочнику  $B = 0,8$  Т,  $H = 100$  А/м. Рассчитаем сечение магнитопровода по (14)

$$F = 0,125 \text{ м}^2/\text{км.}$$

Выберем толщину пакета  $b = 0,5$  м/км (можно поставить два трансформатора при  $b = 0,25$  м/км);  $a_3 = 0,125/0,5 = 0,25$  м.

Определим приблизительно  $l_{ср}$ . Величина  $a_1 \geq 1,1d$ .

Выберем  $a_1 = 0,1$  м,  $a_2 = 0,2$  м. Тогда по (21)  $l_{ср} = 1,6$  м.

Определим соотношение  $M_2/M_1$  по (15):  $M_2/M_1 = 0,32$ .

Реактивная мощность обмотки и конденсатора вычисляется по (19):  $P_p = 2,07 \cdot 10^4$  вар/км.

По справочнику выбираем косинусный конденсатор КС1-0.38-18-ЗУЗ с емкостью 397 мкФ, напряжением 380 В, мощностью 18 квар, масса 30 кг.

Определим число витков обмотки по (18):  $w_1 = 12,1$  (выбираем 12).

Рассчитываем сечение провода обмотки по (24):  $k_a = 10^{-3}$ ;  $Q = 43 \cdot 10^{-6}$  м<sup>2</sup>.

В качестве провода для обмотки выбираем одножильный кабель с пластмассовой изоляцией сечением 50 мм<sup>2</sup>, на напряжение 1 кВ или 660 В. Диаметр кабеля примерно 12 мм. Площадь обмотки составит  $(12 \text{ мм} \times 12 \text{ мм}) \cdot 12 = 1700 \text{ мм}^2 (1,7 \times 10^{-3} \text{ м}^2)$ . Это меньше площади, предусмотренной для обмотки  $(0,1 \times 0,1 \text{ м}^2)$ .

Поэтому для уточненного расчета размер  $a_2$  окна можно уменьшить с 0,2 до 0,15 м (это мало повлияет на результаты расчета).

Для расчета условий теплового баланса величины

$$\alpha = 10 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C}); F_T \approx (a_2 - a_1) a_1 \cdot 5 \approx$$

$$\approx 0,1 \cdot 0,1 \cdot 5 = 0,05 \text{ м}^2; \Delta T \approx 40 ^\circ\text{C.}$$

Проверяем соотношение (29)

$$\frac{18 \cdot 10^4 + 3 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 0,05} = 36 ^\circ\text{C} < 40 ^\circ\text{C.}$$

Если это соотношение не выдерживается, то следует уменьшить коэффициент  $k_a$ , т. е. увеличить сечение провода обмотки.

Напряжение между оболочками кабеля при расположении магнитопровода на конце секции длиной 1 км составит  $2U_{об} = 62,8$  В.

Предполагается, что индукционные устройства устанавливаются на каждой строительной длине в местах установки соединительных муфт.

Если магнитопровод изготавливается как несколько ( $k$ ) отдельных трансформаторов, то при расчете каждого трансформатора значение  $M_2$  следует разделить на число  $k$ . Например, при расположении, показанном на рис. 3, параметры каждого отдельного компенсатора будут ( $k = 2$ ) соответствовать (для рассматриваемого примера):

$k$	$F_2$ м	$b$ м	$a_3$ м	$a_2$ м	$a_1$ м	$C_1$ мкФ	$P_p$ кВ·А	$U_c$ В	$Q$ кВт	$w_1$	$U_{об}$ В
2	0,0625	0,25	0,25	0,15	0,1	200	10	380	25	24	31,4
1	0,125	0,5	0,25	0,15	0,1	400	20	380	50	12	62,8

Если строительная длина и расстояние между точками заземления составят 500 м, то сечение магнитопровода уменьшится вдвое. Соответственно, изменятся другие параметры.

$k$	$F_1$ м <sup>2</sup>	$b$ м	$a_3$ м	$a_2$ м	$a_1$ м	$w_1$	$C$ мкФ	$P_p$ квар	$U_c$ В	$Q$ мм <sup>2</sup>	$U_{об}$ В
2	0,0313	0,25	0,125	0,15	0,1	48	100	5	380	12	15,7

При этом размеры и параметры устройств будут сравнительно невелики.

Мощность потери энергии во вторичных обмотках  $w_1$  во много раз меньше мощности потерь в оболочках кабелей при отсутствии компенсаторов.

Возможна неполная компенсация токов в оболочках, например, уменьшение их в два раза. Тогда потери в оболочках снизятся в четыре раза, а размеры магнитопроводов уменьшатся в два раза.

Поступила 21.09.92

УДК 621.365.5.414.001.24

## ОСОБЕННОСТИ НЕЛИНЕЙНОСТИ ШЛАКОВОЙ ВАННЫ ПРИ ЭЛЕКТРОШЛАКОВОЙ ТИГЕЛЬНОЙ ПЛАВКЕ КАК ПРИЕМНИКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

В. В. ЛЕОНОВ, канд. техн. наук, Ю. М. МИРОНОВ, доктор техн. наук, В. Г. КОВАЛЕВ, канд. техн. наук

Анализ и синтез электрических режимов электрошлаковых агрегатов определяется в значительной степени свойствами шлаковой ванны как приемника электрической энергии. Известно [1, 2], что шлаковая ванна при электрошлаковом переплаве (ЭШП) является условно-нелинейным элементом, что связано в первую очередь с зависимостью удельного сопротивления шлака от температуры, а следовательно, и от вводимой мощности. Однако при ЭШП изменение температуры шлака в значительной степени ограничено жесткими требованиями к качеству металла слитка и особенностями теплообмена в шлаковой ванне при использовании водоохлаждаемых кристаллизаторов. В связи с этим нелинейность шлаковой ванны проявляется лишь на лабораторных печах, а на печах с диаметрами электродов больше 0,15 м ею практически можно пренебречь, что значительно упрощает расчеты электрических режимов печей [3].

При электрошлаковой тигельной плавке (ЭШТП) наличие огнеупорной футеровки и отсутствие ограничений на вводимую мощность вызывают значительное усиление нелинейности свойств шлаковой ванны. Экспериментальные исследования, проведенные на накопителях емкостью 40–200 кг, показали (рис. 1), что сопротивление шла-

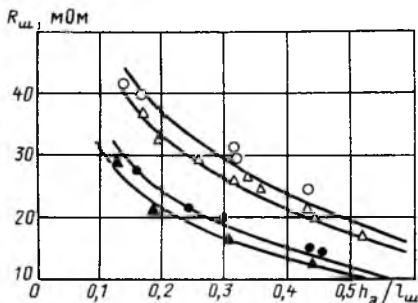


Рис. 1. Зависимости сопротивления шлаковой ванны тигля накопителя от параметра  $h_э/l_ш$ :  
 ○ —  $d_э = 90$  мм;  $P_ш = 55$  кВт; ● —  $d_э = 160$  мм;  $P_ш = 55$  кВт;  $d_э = 90$  мм;  $P_ш = 75$  кВт; ▲ —  $d_э = 160$  мм;  $P_ш = 75$  кВт

ковой ванны существенно зависит от вводимой мощности. Для анализа этой зависимости было проведено комплексное исследование свойств шлаковой ванны как приемника электрической энергии.

С помощью аналитического метода расчета электрических полей электрошлаковых одноэлектродных печей [4, 5] было изучено влияние геометрических параметров накопителей и шлаковых ванн на критериальное сопротивление ванны, связанное с сопротивлением шлака соотношением

$$\Gamma = R_{ш}/\gamma_{ш}d_э, \quad (1)$$

где  $\Gamma$ ,  $R_{ш}$  — критериальное и абсолютное сопротивление ванны;  $\gamma_{ш}$  — удельная электропроводность шлака;  $d_э$  — диаметр электрода.

Было выявлено, что сопротивление шлаковой ванны при ЭШТП подчиняется общим закономерностям для ЭШП, но характеризуется некоторыми особенностями, связанными с влиянием поперечных размеров тигля и высоты слоя шлака  $l_ш$ .

Сопротивление ванны представлялось в виде

$$\Gamma = \Gamma^{(')} * R_{ст} * R_l, \quad (2)$$

где  $\Gamma^{(')}$  — критериальное сопротивление одноэлектродной печи ЭШП, равное [5]:

$$\Gamma^{(')} = 0,20(h/h_э)^{0,237+0,024 \ln \frac{l_ш}{d_э}};$$

$h$ ,  $h_э$  — межэлектродное расстояние и заглубление электрода в шлак;  $R_l$ ,  $R_{ст}$  — коэффициенты, учитывающие влияние высоты слоя шлака и коэффициента заполнения тигля.

Исследования показали, что в условиях ЭШТП, когда используется минимальное исходя из требований технологии количество шлака и соотношение  $l_ш^* = l_ш/d_э$  может достигать 0,2 и ниже, наблюдается изменение сопротивления ванны при неизменном соотношении  $h/h_э$  (рис. 2). Обработка результатов показала, что эту зависи-

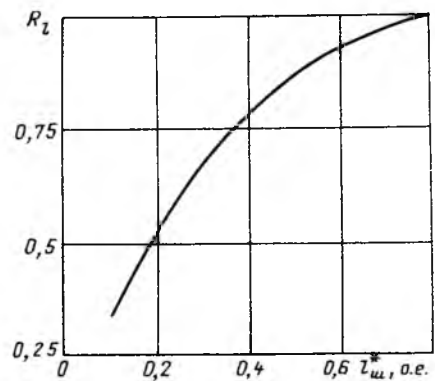


Рис. 2. Влияние высоты слоя шлака на сопротивление ванны

мость можно описать выражением

$$R_l^* = 1 - 1,41e^{-5,03l_{ш}^*} \quad (3)$$

В отличие от классического ЭШП, при котором диаметр кристаллизатора и коэффициент заполнения не влияют на сопротивление ванны [5, 6], при ЭШТП увеличение коэффициента заполнения вызывает повышение сопротивления ванны (рис. 3). Особенно это заметно при коэффициентах заполнения выше 0,5–0,6. Однако при реально применяемых геометрических размерах установок влияние этого фактора ограничено.

Полученные методом математического моделирования данные по критериальному сопротивлению шлаковой ванны совпали с результатами экспериментальных исследований, проведенных на установке с широким диапазоном изменения геометрических размеров тигля-накопителя и электрических режимов. Это позволило провести расчеты усредненной удельной электропроводности шлака по выражению

$$\gamma_{ш} = \Gamma / R_{ш} d_3, \quad (4)$$

где  $R_{ш}$  – экспериментальные значения сопротивления ванны.

Обработка массива данных показала, что для тиглей с диаметрами 0,2–0,5 м с высокой корреляцией (коэффициент корреляции 0,95) удельная электропроводность шлака вне зависимости от

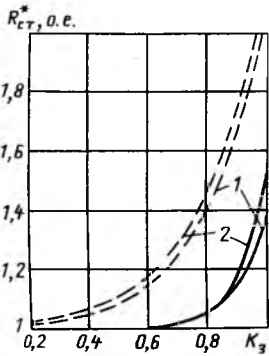


Рис. 3. Влияние коэффициента заполнения ванны на сопротивление ванны при относительном заглублении  $h_3/l_{ш} = 0,5$  (1) и 0,2 (2):  
—  $l_{ш} = 0,2$ ; - - -  $l_{ш} = 0,5$

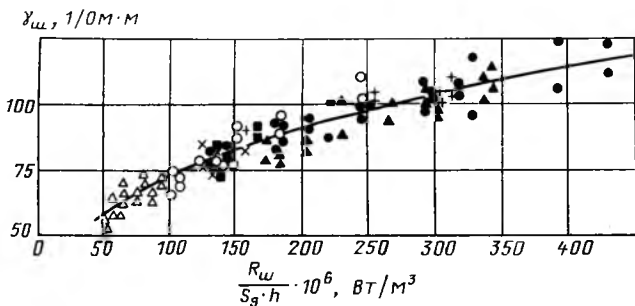


Рис. 4. Зависимость удельной электропроводности шлака от удельной мощности подэлектродного пространства:

• –  $D_T = 220$  мм,  $d_3 = 90$  мм; ○ –  $D_T = 220$  мм,  $d_3 = 120$  мм; ▲ –  $D_T = 260$  мм,  $d_3 = 90$  мм; □ –  $D_T = 260$  мм,  $d_3 = 120$  мм; △ –  $D_T = 260$  мм,  $d_3 = 160$  мм; × –  $D_T = 460$  мм,  $d_3 = 180$  мм; + –  $D_T = 460$  мм,  $d_3 = 190$  мм

абсолютных геометрических размеров и мощности определяется комплексом  $P_{ш}/S_3h$ , который близок к удельной мощности подэлектродного пространства (рис. 4). Это связано с тем, что при небольших глубинах шлаковой ванны тепло выделяется в основном в подэлектродном пространстве, а в периферийные области передается конвективными и электродинамическими потоками.

Зависимость на рис. 5 описывается выражением

$$\gamma_{ш} = \alpha \left[ \frac{P_{ш}}{S_3h} \right]^\beta, \quad (5)$$

где  $S_3$  – площадь поперечного сечения электрода;  $\alpha$ ,  $\beta$  – коэффициенты, постоянные для данного шлака. Для наиболее употребительного при ЭШТП шлака АН 2295  $\alpha = 1594$  1/(Ом·Вт)<sup>0,33</sup>,  $\beta = 0,33$ .

В результате получена общая формула для сопротивления шлаковой ванны

$$R_{ш} = \frac{0,20(h/h_3)^{0,237+0,024 \ln l_{ш}^*} (1-1,41e^{-5,03l_{ш}^*})}{d_3 \alpha \left[ \frac{P_{ш}}{S_3h} \right]^\beta} \quad (6)$$

Как следует из рис. 1, расчетные данные хорошо согласуются с экспериментальными.

Сопротивление ванны (6) существенно зависит от мощности, что определяет нелинейность шлаковой ванны, как приемника энергии. Это свидетельствует о неприменимости методов расчетов линейных цепей для электротехнических расчетов электрошлаковых установок. Из выражения (6) можно получить уравнение статической вольт-амперной характеристики ванны

$$U_{ш} = IR_{ш} = \frac{\Gamma I^{1-\beta}}{d_{ш}^{1-3\beta} \alpha U_{ш}^\beta} \quad (7)$$

или

$$U_{ш} = CI^n,$$

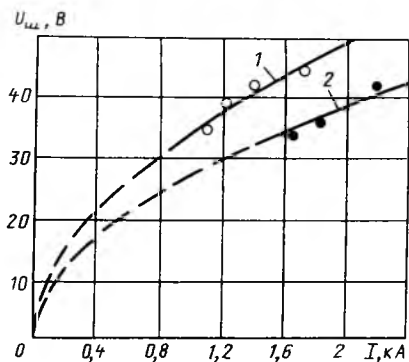


Рис. 5. Расчетные статические ВАХ шлаковой ванны; точками обозначены экспериментальные данные (шлак АН 295):

1 –  $D_T = 220$  мм,  $d_3 = 90$  мм; 2 –  $D_T = 260$  мм,  $d_3 = 160$  мм

где

$$C = \left[ \frac{\Gamma}{\alpha} \right]^{\frac{1}{1+\beta}} (S_3 h^*)^{\frac{\beta}{1+\beta}} d_3^{-\frac{1-\beta}{1+\beta}};$$
$$h^* = \frac{h}{d}; \quad n = \frac{1-\beta}{1+\beta}.$$

Для шлага АН-295 выражение (7) будет иметь вид

$$U_{ш} = D \Gamma^{1/2}, \quad (8)$$

где

$$D = 3,73 \Gamma^{3/4} h^* 1/4.$$

На рис. 5 приведены расчетные статические вольт-амперные характеристики. Сравнение с экспериментальными данными показывает достаточно высокую адекватность матописания ВАХ. Из анализа выражения (8) видно, что характер ВАХ практически не зависит от абсолютных размеров ванны, а только от относительных. На коэффициент  $D$  основное влияние оказывают относительные положения электрода в шлаке и высота слоя.

#### Выводы

1. Изучено критериальное сопротивление ванны при ЭШТП, что позволило получить формулу для его расчета с учетом влияния высоты слоя шлага

$$\Gamma = 0,20(h/h_3)^{0,237+0,024 \ln l_{ш}^*} (1 - 1,41 e^{-5,03 l_{ш}^*}).$$

2. Установлено, что усредненная электропроводность шлага определяется удельной мощностью подэлектродного пространства, от которой зависит по выражению

$$\gamma_{ш} = \alpha \left[ \frac{P_{ш}}{S_3 h} \right]^{\beta}.$$

3. Доказано, что шлаковая ванна при ЭШТП обладает существенной условной нелинейностью, что ставит задачу разработки соответствующих методов расчета электрических режимов. Статическая ВАХ описывается выражением  $U_{ш} = C \Gamma^n$ . Для шлага АН 295  $n = 0,5$ .

#### Список литературы

1. Миронов Ю. М., Клюев М. М. Вольт-амперная характеристика процесса растекания тока по ванне расплавленного шлага // Электротермия. 1964. № 37.
2. Миронов Ю. М. Свойства электрошлаковой печи как приемника электроэнергии // Изв. Вузов. Энергетика. 1974. № 7.
3. Миронов Ю. М. Электрошлаковые печи. Чебоксары: Чув. Гос. ун-т, 1978.
4. Миронов Ю. М., Тарасов В. А. Аналитический расчет электрических полей и сопротивлений шлаковых ванн электрических печей // Изв. ВУЗов. Электромеханика. 1975. № 11.

5. Миронов Ю. М., Тарасов В. А. Аналитический расчет электрического поля и сопротивлений электрошлаковых печей // Применение математических методов для изучения ЭШП. Киев: Наукова думка, 1974.

6. Миронов Ю. М., Свенчанский А. Д. Изучение сопротивления ванны расплавленного флюса с помощью методов математической статистики // Электротехническая промышленность. Сер. Электротермия. М.: Информэлектро. 1965. № 46.

Поступила 13.05.92

## ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ

УДК 621.315.61.001.5

### ОПТИМИЗАЦИЯ СВОЙСТВ ВЛАГОЗАЩИТНЫХ ПОКРЫТИЙ НА ОСНОВЕ ФОТООТВЕРЖДАЕМЫХ КОМПОЗИЦИЙ

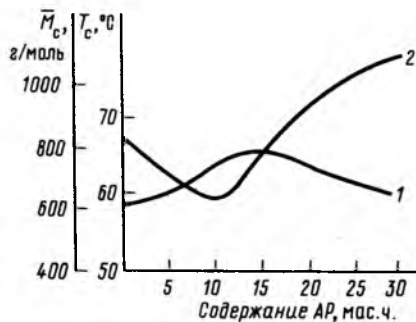
М. В. КАБАНОВА, О. В. КОВАЛЕНКО, Г. В. МЕРКУШЕВА, инженеры

Фотоотверждаемые композиции (ФОК) в настоящее время находят широкое применение для получения защитных покрытий взамен традиционных термоотвержденных материалов. Покрытия на основе ФОК характеризуются высокой прочностью, эластичностью, низкой влагонепроницаемостью и могут быть использованы для влагозащиты и герметизации изделий электротехнического назначения. В статье приведены результаты экспериментальной работы по определению зависимости характеристик ФОК от их состава.

В состав композиции входят диметакрилатные олигомеры [1] на основе смеси диановых эпоксидных смол (ДМЭО). В качестве активного разбавителя (АР) использовался бутиловый эфир метакриловой кислоты (БМА). Фотоотверждение осуществлялось источником с мощностью 80 Вт/см<sup>2</sup>. При отверждении ФОК образуются полимерные сетчатые материалы.

Введение БМА оказывает значительное влияние на уровень структурирования олигомерной композиции [2], а следовательно, должно влиять и на свойства полимерных сетчатых материалов.

При добавлении АР снижается вязкость системы, что способствует реализации функциональных групп олигомеров, одновременно АР встраиваются в образующуюся сетку полимера. Эксперименталь-



Зависимость температуры стеклования  $T_c$  (кривая 1) и молекулярной массы межузловых фрагментов  $\bar{M}_c$  (кривая 2) от содержания активного разбавителя (АР)

ные данные свидетельствуют о снижении значений молекулярной массы межузловых фрагментов  $\bar{M}_c$  образующихся полимеров при возрастании количества АР в композиции до 10–15 мас. ч. (рисунок, табл. 1). Дальнейшее увеличение количества АР в композиции сопровождается повышением значений  $\bar{M}_c$ . Эти данные согласуются с изменением температуры стеклования сетчатых материалов.

Свободный флуктуационный объем сетчатого полимера изменяется при введении АР пропорционально степени структурирования исходной системы. Для количественного сравнения свойств полимерных материалов с различным содержанием АР удобно использовать коэффициенты  $k_1$  и  $k_2$  Симха-Бойера, являющиеся функцией свободного объема [3]. Из табл. 1 видно, что значения  $k_1$  и  $k_2$  минимальны для композиций, содержащих 15 мас. ч. АР.

Диффузионные характеристики материалов также в большой степени зависят от густоты пространственной сетки полимера [4]. Кинетические кривые водопоглощения свидетельствуют о том, что минимальное поглощение воды наблюдается у максимально сшитых полимеров, а коэффициенты влагонепроницаемости  $P$  и диффузии влаги  $D$  изменяются в 2–3 раза в зависимости от густоты сшивки (табл. 1). Наблюдаемое несоответствие проницаемости в величине при содержании 15 мас. ч. АР должно быть связано с уменьшением свободного флуктуационного объема, который также оказывает влияние на процессы диффузии влаги в сетчатых полимерах.

Материалы на основе ФОК обладают хорошими диэлектрическими характеристиками в нормальных условиях (табл. 2). Из табл. 2 видно, что диэлектрические характеристики полимерных материалов изменяются незначительно при введении АР. Однако прослеживается некоторая зако-

Таблица 1

Физические и диффузионные характеристики полимерных материалов на основе ФОК, содержащих различное количество АР

АР, количество мас. ч.	$k_1$	$k_2$	$\bar{M}_c$ , г/моль	$P \times 10^2$ , кг/(м <sup>2</sup> ·ч·Па)	$D \times 10^{11}$ , м <sup>2</sup> /ч
0	0,0646	0,0776	824	1,91	14,3
5	0,0404	0,0544	739	1,33	9,6
10	0,0381	0,0507	644	0,58	0,9
15	0,0275	0,0389	830	0,45	4,4
20	0,0424	0,0600	966	0,51	6,5

Таблица 2

Диэлектрические свойства полимерных материалов на основе ДМЭО

АР, количество мас. ч.	$\text{tg } \delta$	$\epsilon'$
5	0,015	3,84
10	0,014	3,20
20	0,014	3,36
30	0,015	3,95

номерность в снижении  $\text{tg } \delta$  и диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  при повышении густоты сшивки полимерного материала.

Таким образом, введение АР в композицию позволяет в широком интервале изменить свойства сетчатых полимеров на основе ДМЭО. Достижение оптимального уровня свойств наблюдается при содержании АР 10–15 мас. ч., что, очевидно, соответствует максимальному уровню структурной упорядоченности олигомерной композиции.

#### Список литературы

1. Белгородская К. В. и др. Прикладная химия. 1988. Т. 59. № 11. С. 2503–2506.
2. Иванов А. И. и др. Высокомолекулярные соединения. Сер. Б, 1988. Т. 30. № 1. С. 5–7.
3. Ефремов А. И. Высокомолекулярные соединения. Сер. А. 1980. Т. 22. № 9. С. 1958–1961.
4. Lan C. H., Hodd K. A. Prag Meet Macromol Discuse Conf. Praque. 1986. July 14–17. P. 15.

Поступила 24.09.92

# СИСТЕМЫ ГАРАНТИРОВАННОГО ПИТАНИЯ

## СОВРЕМЕННЫЕ КОМПАКТНЫЕ СИСТЕМЫ ГАРАНТИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

С. Н. ФЛОРЕНЦЕВ, канд. техн. наук, Ю. В. ИЗВАРИН, инж., Ф. И. КОВАЛЕВ, доктор техн. наук, С. В. СМОЛЯКОВ, канд. техн. наук

Технические средства, с помощью которых обеспечивается электронизация всех отраслей народного хозяйства, инфраструктуры и сферы услуг, предъявляют повышенные требования к качеству и надежности электроснабжения. Для этой цели используются специальные системы гарантированного электроснабжения (СГЭ), обеспечивающие требуемое качество и надежность питания ответственных потребителей в случае перерывов или отклонения параметров питающей сети за допустимые пределы. Эти системы, получившие за рубежом название Uninterruptible Power Systems (UPS), находят широкое применение для питания:

- устройств вычислительной техники;
- систем защиты банковских данных;
- управляющих и регулирующих блоков в энергетике, систем безопасности на АЭС;
- устройств информационной и телекоммуникационной техники;
- автоматики и систем безопасности в авиационном, железнодорожном и водном транспорте;
- медицинского оборудования;
- систем управления производственными процессами;
- систем управления роботов и роботизированных рабочих мест;
- систем контроля и измерения экологических процессов;
- военной техники.

Рынок СГЭ постоянно увеличивается и характеризуется значительным ростом объемов и расширением номенклатуры. По данным [1] общий объем производства UPS в Западной Европе с 793 млн. долларов в 1985 г. возрастет до 1125 млн. долларов в 1995 г. В 1991 г. объем продаж UPS в США составил более 1,3 млрд. долларов при ежегодных (с 1988 г.) приростах объемов в 19,3 % [2, 3]. На рис. 1 представлена динамика развития рынка UPS в США с 1988 г. по 1991 г. На рис. 2 изображена структура рынка UPS в 1989 г. Рисунки отображают количественные и качественные изменения рынка СГЭ. Если вначале преобладала по-

требность в мощных СГЭ (более 10 кВт), то в последние годы подавляющее большинство применений составляют малые СГЭ мощностью сотни ватт — единицы киловатт. Следует отметить, что 57,5 % всех UPS составляют СГЭ для обработки данных. А с учетом других применений (связь, медицина и др.) около 70 % всего объема составляют малые СГЭ. За пять лет прогнозируется прирост производства UPS в этой зоне ежегодно на 30 %, а весь объем рынка СГЭ к 1993 г. учетверится. К 1995 г. по данным экспертов [4] он может составить 1,8 млрд. долларов, возрастая ежегодно на 14 %.

Кроме увеличения видов оборудования, требующего качественного питания, рост рынка СГЭ связан с ухудшением качества питающего напряжения. По данным IEEE [5] в однофазных электросетях наблюдается в среднем четыре отказа в сутки (всех типов). Отказы в питающих сетях подразделяются на

*Кратковременные провалы напряжения (sags)* (известны также как *brownouts*). Это самая большая проблема в электроснабжении, так как этот тип отказов составляет порядка 87 % общего числа отказов. Причина — включения нагрузок с большими токами.

*Перерывы питания (blackout)* — полное исчезновение напряжения в питающей сети на время более 30 мс. Этот тип отказов составляет 4,7 % всего числа отказов. Причина — аварии в электросетях.

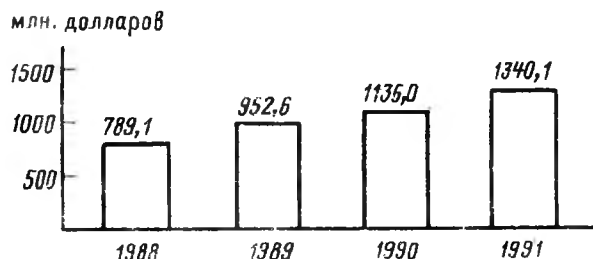


Рис. 1. Динамика объемов продаж СГЭ в США в 1988–1991 г.

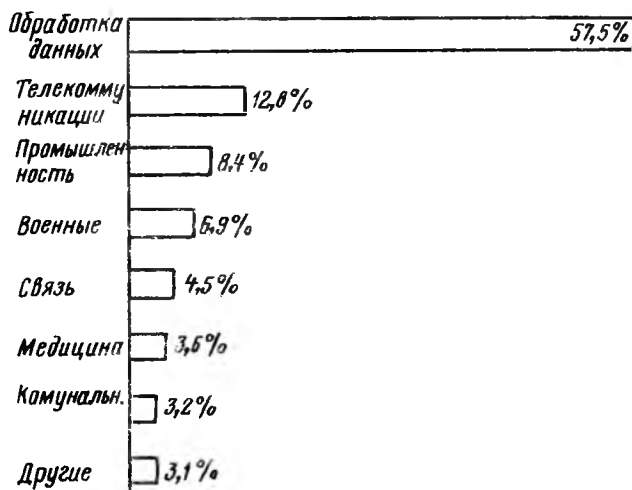


Рис. 2. Структура рынка СГЭ в США в 1989 г.

**Импульсные (spikes) и кратковременные (surge) перенапряжения** – повышение амплитуды напряжения сети на время менее половины периода частоты сети. Составляют порядка 7,4 % общего числа отказов. Причина – коммутация мощных электрических машин и других нагрузок.

**Перенапряжения (overvoltage)** – превышение амплитуды напряжения сети более 10 % на время более 20 мс. В общем числе отказов составляют порядка 0,7 %.

Среди методов улучшения качества напряжения самым простым и дешевым решением является использование феррорезонансных стабилизаторов сетевого напряжения. Однако в этом случае число отказов сокращается только на 38 %: устраняется лишь треть всех кратковременных просадок и половина импульсных перенапряжений.

Более эффективны (61 %) тиристорные регуляторы напряжения с гальванической развязкой. Однако до 20 % случаев понижения напряжения сети более 15 % и 100 % случаев прекращения питания длительностью более 30 все же вызывают нарушения работы нагрузки.

Самым эффективным (хотя и относительно дорогим) является применение СГЭ, которые могут предотвращать до 98 % всех отказов в питающей сети. Оставшиеся 2 % (длительные перерывы питания) можно исключить для особо надежных систем установкой дополнительного резервного источника (дизель-генератора). В табл. 1 показана эффективность различных систем по предотвращению всех типов отказов в питающей сети [6].

Современные СГЭ проектируются с использованием:

полностью управляемых, быстродействующих силовых полупроводниковых приборов и монолит-

ных гибридных силовых интеллектуальных интегральных схем и модулей на их основе (ИСИС, СГИМ);

специализированных управляющих интегральных схем;

компактных необслуживаемых герметичных аккумуляторных батарей с высокими энергетическими показателями.

Это обеспечивает:

повышение КПД систем гарантированного электроснабжения;

уменьшение габаритов и массы;

сокращение времени и затрат на установку и ремонт за счет применения модульных конструкций;

повышение надежности СГЭ за счет сокращения числа элементов в силовых и управляющих цепях, при объединении функций контроля, измерения, управления, диагностики в одном приборе; снижение уровня акустического шума.

Помимо общих требований, предъявляемых к СГЭ, имеется ряд специфических, характерных для систем небольшой мощности. Все типы компактных СГЭ должны:

защищать нагрузки от перенапряжений и просадок в сети, радиопомех, электромагнитных импульсов;

обеспечивать время работы от батарей (10–20) мин;

иметь диагностику состояния СГЭ и нагрузки, световую и звуковую индикацию (в более мощных СГЭ используются дисплей, мнемосхемы, дистанционное управление, модемы);

иметь программно-аппаратное обеспечение для внешней диагностики состояния СГЭ и ее составных частей (аккумуляторной батареи);

Т а б л и ц а 1

Вид отказа	Ограничитель перенапряжения	Мотор-генератор	Феррорезонансный стабилизатор	СГЭ с 15-минутной батареей	СГЭ с дизель-генератором
Импульсные перенапряжения амплитудой до 100 % (16 %)*	Более половины	Полностью	Полностью	Полностью	Полностью
Просадки более –20 % (50)*	–	Более половины	Более половины	Полностью	Полностью
Перерывы (12)*	–	Менее половины	–	Более половины	Полностью
Пульсации (20)*	–	Полностью	Полностью	Полностью	Полностью
Повышение напряжения более 10 % (2)*	–	Полностью	Полностью	Полностью	Полностью
Общая эффективность, %	15	80	87	98	100

\* Доля в общих отказах.

обеспечивать синусоидальность выходного напряжения;

оснащаться устройствами активной коррекции коэффициента мощности;

иметь приемлемую цену и высокую надежность (гарантия 1–2 года, на ключи и батареи 3–5 лет);

уровень акустического шума не должен превышать норм для помещений, где работают люди.

Требование низкого уровня шума связано с использованием СГЭ данного класса вблизи рабочего места оператора. Это требование определяет необходимость применения высоких частот коммутации (20–50 кГц), исключения электромагнитных элементов (трансформаторов, дросселей), работающих на частоте сети (50 Гц), использования вентиляторов с улучшенными виброакустическими характеристиками.

Улучшение эксплуатационных характеристик СГЭ достигается обеспечением высокой ремонтнопригодности изделия за счет применения модульной конструкции, оптимальной конструктивной компоновкой и индикацией состояния СГЭ (световой и звуковой), применением компактных небслуживаемых герметичных аккумуляторных батарей, позволяющих сохранять параметры электроэнергии на выходе СГЭ при перерывах электропитания от первичной сети переменного тока до 10 мин.

В последние годы кроме индикации состояния СГЭ неременным требованием к компактным СГЭ является наличие у них программно-аппаратных средств для внешней диагностики состояния СГЭ и ее составных частей (обычно аккумуляторной батареи), особенно в применениях СГЭ для бесперебойного питания локальных вычислительных систем. Программное обеспечение должно также обеспечивать запоминание информации при недопустимых перерывах в сети (более времени работы батареи) с автоматическим "мягким рестартом" при восстановлении питания.

Требования по согласованию с нагрузкой определяют параметры качества электроэнергии в статических и динамических режимах на выходе СГЭ при различных нагрузках (линейных, нелинейных, импульсных и т. п.). Сюда относятся требования к уровню и стабильности выходного напряжения, диапазону рабочих токов, точности поддержания частоты выходного напряжения, коэффициенту гармоник выходного напряжения и т. п.

Одной из самых распространенных нагрузок для компактных СГЭ являются устройства, имеющие на входе бестрансформаторный неуправляемый мостовой выпрямитель с емкостным фильтром. По оценкам экспертов более половины нагрузок в бытовых сетях в скором времени будут составлять такие устройства [7]. Ток нагрузки в этом случае импульсный с крест-фактором (отношение амплитуды импульса к действующему значению импульсного тока) 3–5! Т. е. компактный СГЭ должен обеспечивать качество напряжения на вы-

ходе при (3–5)-кратных перегрузках по току два раза за период питающей сети в течение 4–5 мс.

Наконец, малое влияние СГЭ на питающую сеть регламентируется требованиями стандарта МЭК 555.2, вступившего в действие в Европе с 01.01.1992 г., по которому коэффициент мощности на входе СГЭ должен приближаться к единице, т. е. СГЭ должна потреблять из сети синусоидальный ток, совпадающий по фазе с питающим напряжением.

Выполнение комплекса перечисленных требований зависит от структурной схемы, по которой выполнена СГЭ.

Обычно классифицируют схемы СГЭ по признаку: как и когда инвертор вступает в работу и обеспечивает питание нагрузки. Различают три основных класса СГЭ.

1. **Источники непрерывного питания** (по зарубежной терминологии "on-line UPS" (табл. 2)). Инвертор постоянно питается в нормальном режиме от выпрямителя, в аварийном (при перерывах или недопустимых отклонениях качества питающей сети) – от аккумуляторной батареи. Этот класс СГЭ обеспечивает выходное напряжение высокого качества. По входу возможна полная электромагнитная совместимость с питающей сетью (по МЭК 555.2) за счет применения в схеме выпрямителя схем активной коррекции коэффициента мощности, формирующих синусоидальный входной ток, совпадающий по фазе с питающим напряжением. Недостаток СГЭ этого класса – относительно высокая стоимость.

2. **Источники резервного питания** (за рубежом – "Standby или "off-line" UPS). В нормальном режиме работы нагрузка питается от сети, а инвертор выключен. Одновременно осуществляется заряд (подзаряд) батареи. В некоторых случаях для этой цели служит сам инвертор, работающий в обратном режиме (bi-directional inverter). Такую систему называют еще Line-interactive UPS. При снижении напряжения сети на 15 %  $U_{ном}$  переключатель (табл. 2) переводит нагрузку на выход инвертора. Это переключение может дать перерыв в питании нагрузки (5–20) мс. При восстановлении напряжения сети питание нагрузки переводится с инвертора на сеть. Кроме возможных перерывов в питании нагрузки при переключениях в "off-line UPS" этот класс СГЭ имеет еще один существенный недостаток. В нормальном режиме работы качество напряжения питания определяется сетью, в которой возможны импульсные перенапряжения, динамические провалы, которые передаются в нагрузку. Для многих нагрузок это может быть недопустимым. К достоинствам этого класса СГЭ следует отнести относительную дешевизну, простоту, надежность (табл. 2).

3. **Гибридные СГЭ**. Обычные "off-line UPS" дополняются устройствами, ограничивающими импульсные перенапряжения и посадки напряжения сети. Обычно для этой цели используются

Функциональная схема	Достоинства	Недостатки	КПД, %	Наработка на отказ, ч
"On-line" 0,2–10 кВт (рис. 3, а)	Отсутствие переключений Полное регулирование и высокое качество выходного напряжения Хорошая защита от перенапряжений и просадок Возможность активной коррекции коэффициента мощности Более высокое, чем в сети, качество напряжения на нагрузке ВураSS повышает надежность питания нагрузок	Высокая стоимость Большие габариты и масса	75	10 000–16 000
"Off-line" (Standby) 200–1000 Вт (рис. 3, б)	Высокий КПД Малые габариты и масса Малая стоимость	Перерывы в питании нагрузки Отсутствие устройств регулирования (стабилизации) сетевого напряжения	98	120 000–150 000
"Line-interactive" 200–1500 Вт (рис. 3, в)		Изменение амплитуды и частоты выходного напряжения при переключениях Качество напряжения на нагрузке соответствует сетевому Невозможна коррекция коэффициента мощности		
"Hybrid" (Ferro, Triport) 1–5 кВт (рис. 3, г)	Лучшие (по сравнению с off-line) показатели качества выходного напряжения Более легкий режим работы АБ	Недостатки "off-line" Ограничения феррорезонансного стабилизатора Искажения формы напряжения от регулятора напряжения	80	10 000–120 000

феррорезонансные стабилизаторы или электронные регуляторы напряжения. Их применение в схемах гибридных СГЭ позволяет несколько улуч-

шить качество напряжения на нагрузке. Однако феррорезонансные стабилизаторы, имеющие большие массогабаритные показатели, чувствительны к изменению частоты сети и возмущениям в виде коммутационных помех (импульсные перенапряжения), несовместимы с нагрузками, имеющими на входе схемы активной коррекции коэффициента мощности.

В табл. 2 приведены сравнительные характеристики и структурные схемы современных компактных СГЭ [6, 8, 9].

Средняя наработка на отказ четырех различных типов СГЭ по данным [10, 11] приведена на рис. 4.

Отечественный рынок маломощных СГЭ крайне мал, так как нет крупносерийного производства статических полупроводниковых преобразователей – агрегатов бесперебойного питания (АБП) и аккумуляторных батарей (АБ), составляющих СГЭ данной категории (мощностью 500–1500 Вт). Для создания современных конкурентоспособных СГЭ данного класса необходимы современные преобразователи – быстродействующие полностью управляемые

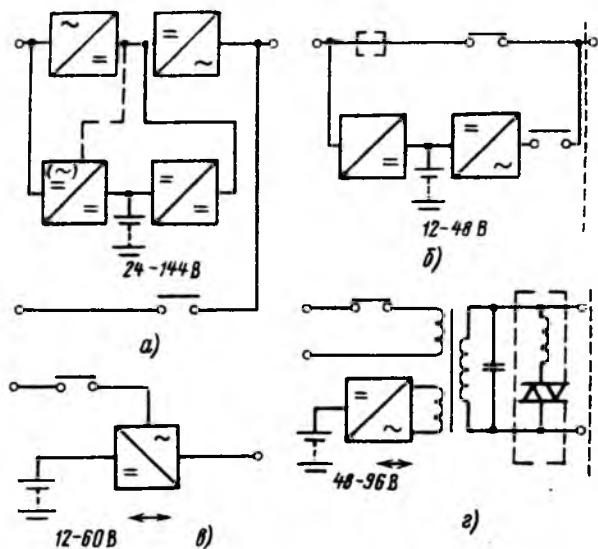


Рис. 3. Функциональные схемы



Рис. 4. Средняя наработка на отказ четырех различных типов СГЭ

силовые полупроводниковые приборы, модули и силовые интегральные схемы на их основе.

В начале 80-х годов основными силовыми полупроводниковыми приборами, применяемыми в схемах преобразователей СГЭ данного класса, были силовые биполярные транзисторы (BJT—Bipolar Junction Transistors) и модули на их основе (одно- и двухключевые). Однако относительно низкие скорости коммутации, малая стойкость к перегрузкам по току и, как следствие, необходимость в громоздких снабберах — схемах формирования траектории переключения внутри ОБР, малый коэффициент усиления и, как следствие, необходимость в мощных драйверах — схемах формирования управляющих сигналов на базе силового транзистора, сдерживали улучшение массогабаритных и эксплуатационных (надежность, уровень шума и др.) показателей компактных СГЭ на основе BJT.

Применение силовых полевых транзисторов с изолированным затвором (МОП-ПТ или MOSFET — Metall—Oxid—Semiconductor Field—Effect—Transistor), имеющих малые времена переключения (десятки — сотни нс), стойкость к перегрузкам, большой коэффициент усиления, а для применений до 200 В и меньшие потери в открытом состоянии, чем у BJT, позволили резко улучшить показатели компактных СГЭ — снизить массу и габариты, уменьшить шум, повысить надежность, уменьшить цену. Следующим шагом явилось использование модулей на базе MOSFET: двух-, четырех- и шестиключевых, объединяющих в одном корпусе на изолированной подложке полу- или мостовые схемы инвертора с обратными быстро восстанавливающимися диодами. Это позволило еще поднять надежность СГЭ, уменьшить габариты и массу, снизить трудоемкость изготовления, и, как следствие, цену.

Дальнейшее развитие техники СГЭ обеспечили силовые гибридные интеллектуальные модули (СГИМ), объединяющие в одном корпусе элементы силовой схемы (чипы транзисторов, диодов) со схемами драйверов, датчиков, схем защиты и диагностики.

В высоковольтных применениях (500–600 В) MOSFET имеют существенный недостаток — большие (по сравнению с BJT) потери в открытом состоянии. Повышение КПД, снижение габаритов и

массы (радиаторы) в таких применениях достигаются как усовершенствованием MOSFET (в части уменьшения  $R_{dson}$  — сопротивление сток-исток в открытом состоянии), так и использованием биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT — Insulated Gate Bipolar Transistor), объединяющих достоинства MOSFET и BJT — большие скорости коммутации, малые мощности управления и потери в открытом состоянии.

На сегодняшний день предприятиями Российской Федерации разработаны и подготовлены к выпуску несколько типов силовых MOSFET: 22A/200В/0,10м — 10A/500В/0,50м. На их базе разработаны несколько типов силовых гибридных интеллектуальных модулей и подготовлено их серийное производство.

С использованием MOSFET на основе требований к современным компактным СГЭ были разработаны компактные СГЭ мощностью 0,5 и 1,5 кВт, выполненные по структурным схемам "on-line" и "line-interactive". На нескольких предприятиях в рамках конверсии ведется подготовка их серийного производства.

Функциональная схема СГЭ–0,5, изображенная на рис. 5, выполнена по современной классической схеме "on-line" [12, 13].

Для обеспечения требований МЭК 555.2 применена схема активной коррекции коэффициента мощности на основе повышающего преобразователя постоянного тока напряжения в постоянное (boost-converter) [7] на базе MOSFET КП707 (КП709). При разработке системы управления кор-

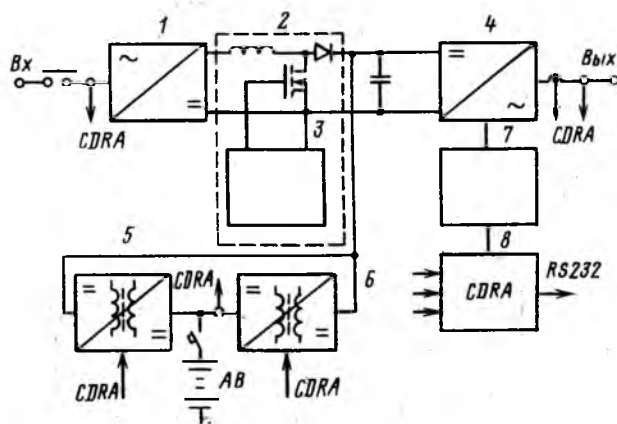


Рис. 5. Функциональная схема СГЭ–0,5:

1 — мостовой выпрямитель с фильтром радиопомех на входе; 2 — схема активной коррекции коэффициента мощности; 3 — схема управления корректора коэффициента мощности; 4 — мостовой однофазный инвертор напряжения на MOSFET; 5 — зарядное устройство на базе K1033EY1 (2) с высокочастотной гальванической развязкой; 6 — разрядное устройство (двухтактный инвертор на MOSFET с управлением на K1114EY4 с высокочастотной гальванической развязкой); 7 — система управления инвертора; 8 — микропроцессорная система диагностики и режимной автоматики на основе однокристалльной микроЭВМ K1816BE52

ректором коэффициента мощности (ККМ) проводился сравнительный анализ трех вариантов алгоритмов управления: следящая ШИМ с постоянной частотой коммутации (аналог алгоритма управления ШИМ контроллера ККМ на ИС ML4812); следящая ШИМ с постоянным гистерезисом и переменной частотой коммутации; следящая ШИМ с адаптивным гистерезисом и переменной частотой. Перечисленные алгоритмы обеспечивали непрерывный ток дросселя ККМ и реализовывались на дискретных элементах и ИС. Функциональные схемы систем управления ККМ, реализующих перечисленные алгоритмы, приведены на рис. 6–8. Анализ кривой входного тока ККМ показал, что наилучшее качество тока обеспечивает алгоритм с адаптивным гистерезисом. Этот алгоритм позволяет за счет уменьшения ширины гистерезиса следящей системы в зоне перехода синусоиды тока че-

рез нуль минимизировать искажения типа "ступенька", присущие двум другим алгоритмам в большей степени. Отработана также схема ККМ с использованием ИС типа ML4812. В настоящее время ведется разработка заказной ИС, реализующей алгоритм управления ML4812.

Применение схемы корректора мощности позволило кроме обеспечения синусоидального входного тока, совпадающего по фазе с питающим напряжением, получить и так называемый эффект "Boost-Smart". Схема ККМ обеспечивает работоспособность СГЭ при входном напряжении 90–242 В. Поэтому переход на батарею при провалах напряжения (brownout), составляющих 87 % всех отказов в питающей сети, производится не при  $0,85 U_{с.ном}$  (–15 %), а при более низком уровне и с выдержкой времени. Таким образом, аккумуляторная батарея менее часто вступает в работу, работает в щадящем режиме, что позволяет увеличить срок ее службы и тем самым надежность всей СГЭ.

Схема инвертора классическая – мостовой однофазный инвертор напряжения на MOSFET с прямыми и обратными диодами в плечах, следящей ШИМ с адаптивным гистерезисом и токоограничением при перегрузках и КЗ на выходе. Выходное напряжение синусоидальное, с помощью схемы фазовой автоподстройки (ФАПЧ) – синфазное с входным напряжением сети. Система управления собрана на дискретных элементах и ИС. В настоящее время ведется разработка управляющей интегральной схемы, реализующей данный алгоритм управления.

Следует отметить необходимость тщательной конструкторской проработки схемы силовой части инвертора на основе MOSFET транзисторов. Это обусловлено как требованиями электромагнитной совместимости в целом всего устройства, так и необходимостью согласования времен переключения MOSFET-транзисторов и обратных диодов в фазах инвертора для минимизации динамических потерь при приемлемой помеховой ситуации. Это достигается выбором рациональной схемы управления в соответствии с динамическими параметрами обратных диодов, MOSFET-транзисторов и реальной для данного конструктивного решения скоростью нарастания сквозного тока в фазе инвертора [14].

Зарядное устройство<sup>1</sup> выполнено на базе ИС K1033EY1 (TDA4601) или K1033EY2 (TDA4605) и, соответственно, биполярного или полевого транзистора.

Батарея-кислотная свинцовая герметичная необслуживаемая 24СГ-10 напряжением 48 В. Спе-

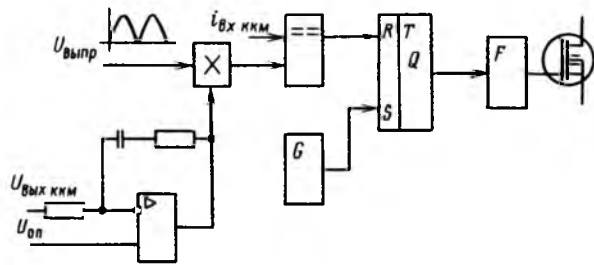


Рис. 6. Функциональная схема СУ ККМ с постоянной частотой

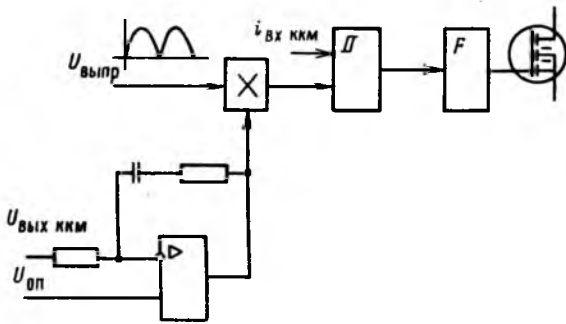


Рис. 7. Функциональная схема СУ ККМ с переменной частотой

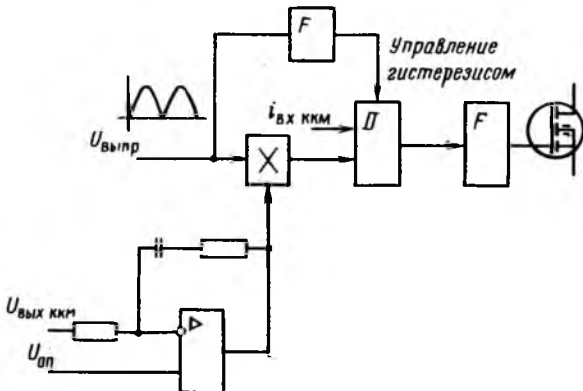


Рис. 8. Функциональная схема СУ ККМ с адаптивным гистерезисом

<sup>1</sup> Зарядное устройство на базе K1033EY1 и разрядное устройство разработаны коллективом под руководством В. М. Трошкина (г. Саранск).

циально разработана для применения в компактных СГЭ по ВНИИИ (г. Санкт-Петербург) коллективом под руководством В. И. Болотовского. Заключается подготовка серийного производства этой батареи. Батарея обеспечивает разрядный ток 20 А в течение 15 мин. По массогабаритным и удельным энергетическим показателям соответствует мировым стандартам.

Разрядное устройство — преобразователь постоянного напряжения в постоянное (48–385) со звеном высокой частоты. Инвертор двухтактный на базе MOSFET КП704 или разрабатываемого 220В/22А/0,1 Ом. Схема управления на базе ИС К1114ЕУ4 (аналог TL494).

Вся режимная автоматика, диагностика состояния СГЭ и ее составных частей (особенно АБ), контроль параметров, запись "предыстории аварии" [15] и обмен с внешней ПЭВМ для реализации требований внешней диагностики СГЭ, ее составных частей, обмен с программами "мягкого рестарта" обеспечиваются системой диагностики и режимной автоматикой (СДРА), выполненной на базе однокристальной микроЭВМ К1816ВЕ51 (Intel 8751). Она же обеспечивает светодиодную и звуковую индикацию состояния работы СГЭ.

Опытные образцы СГЭ–0,5 изготовлены с использованием силовых гибридных интеллектуальных модулей, выполненных в корпусе LP8 (Евро-стандарт). Принципиальная схема СГИМ–СГЭ1, включающего схемы выпрямителя, корректора коэффициента мощности и инвертора напряжения с драйверами управления с опторазвязкой приведена на рис. 9. Схема СГИМ–СГЭ2 для разрядного устройства дана на рис. 10.

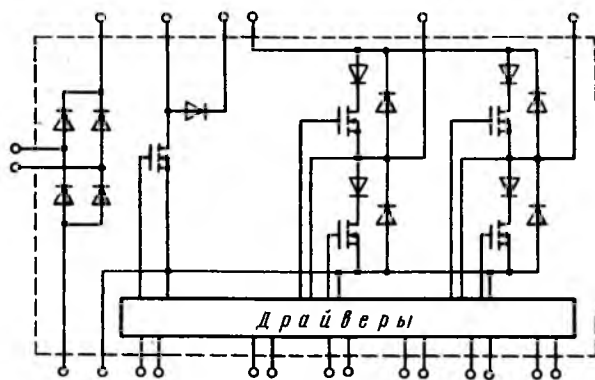


Рис. 9. Схема СГИМ–СГЭ1

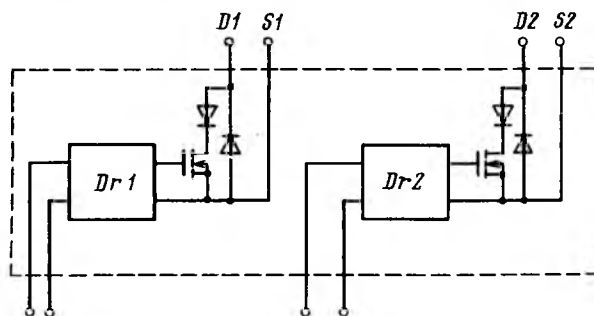


Рис. 10. Схема СГИМ–СГЭ2

#### Основные параметры СГЭ–0,5

Номинальная полная выходная мощность, В·А . . . . .	630
Номинальная активная выходная мощность, Вт . . . . .	500
Номинальный выходной ток, А . . . . .	2,5
Номинальное выходное напряжение, В . . . . .	230
Перегрузка по току, мин	
1,1 I <sub>НОМ</sub> . . . . .	10
1,3 I <sub>НОМ</sub> . . . . .	1
1,5 I <sub>НОМ</sub> . . . . .	3 с
Крест-фактор при работе на нелинейную импульсную нагрузку, не более . . . . .	5
Коэффициент несинусоидальности выходного напряжения, %, не более . . . . .	5
Динамические отклонения выходного напряжения при сбросе-набросе	
100 % нагрузки . . . . .	Искажения формы кривой выходного напряжения в течение времени менее 5 мс
Напряжение батареи, В . . . . .	48
Время работы от батареи на 100 %-ую нагрузку, мин . . . . .	10

Выходное напряжение, В . . . . .	220+10 %, –15 %
Коэффициент мощности на входе . . . . .	0,99
Габариты, мм . . . . .	300×520×520
Масса, кг . . . . .	20
Последовательный порт RS–232 связи с внешней ПЭВМ	

#### Заключение

Рынок СГЭ в последние годы наряду с быстрым ростом объемов производства претерпевает качественные изменения. Значительно более быстрыми темпами растет потребность в малых компактных СГЭ, мощностью сотни ватт–единица киловатт. Обозначилась тенденция предпочтительного использования off-line систем и особенно Line-interactive.

Основные усилия в ближайшие годы будут направлены на уменьшение стоимости, повышение надежности и КПД компактных СГЭ. В части компонентов это коснется в основном управления (применение заказных управляющих ИС ШИМ-контроллеров, контроллеров корректора коэффициента мощности, ИС драйверов управления силовыми приборами) и инвертора (увеличение КПД, уменьшение цены). Это будет достигаться за счет улучшения параметров MOSFET, применения IGBT (в будущем MCT-запираемых тиристоров управляемых МОП-структурой), силовых гибридных интеллектуальных модулей на их основе. По-прежнему будут доминировать свинцовые герметичные необслуживаемые батареи, характеристики которых будут улучшаться в части повышения удельных энергетических показателей и увеличения срока службы. Герметизированные никель-кадмиевые аккумуляторы будут использо-

ваться в ограниченных применениях. Литиевые и никель-металл-гидридные батареи будут использоваться только в экспериментальных образцах и не прогнозируются в применении в ближайшее время.

Большая специализация характеристик, уменьшение массогабаритных показателей и цены, повышение надежности расширят области применения и ускорят рост объемов производства компактных систем гарантированного электроснабжения.

#### Список литературы

1. **Steigende Nachfrage Stutzt die Preise fur Stromversorgungseinrichtungen** // Elektrowirtschaft. 44. № 9. S. 381.
2. **The Uninterruptible Power Supply Industry**. Second Edition. Venture Development Corporation from Natick. Massachusetts. USA. 1988.
3. **The Uninterruptible Power Supply Industry**. Third Edition. Venture Development Corporation from Natick. Massachusetts. USA. 1989.
4. **Collas P.** The UPS market: an update // Powertechnics Magazine. February 1991. P. 32-33.
5. **Henderson D. C.** Battery Backup Systems // Powertechnics Magazine. February 1991. P. 12-14.

6. **Gruzs T.** An Overview of Power Conditioning Technologies. Part II - Power Synthesizers. Power Quality. Jan / Feb. 1991. P. 24-28.
7. **Флоренцев С. Н.** Активная коррекция коэффициента мощности // Электротехника. 1992. № 3. С. 28-32.
8. **Garcia S. M.** Uninterruptible Power Systems. State of the Art and Future Tendencies // Mundo Electronica. № 175. P. 28-40.
9. **Nowak S.** Selecting a UPS // Power Quality. Premier III. 1990. P. 195-200.
10. **Powerconversion and Intelligent Motion**. 1989. October. P. 51.
11. **Powertechnics Magazine**. 1991. April. P. 46.
12. **Danz G., Ferguson T.** Power ASIC Simplifies UPS Design // Powerconversion and Intelligent Motion. 1990. August. P. 25.
13. **Kiel E., Schumacher W., Ehrenberg J.** High Performance Digital Control of Uninterruptible Power Supply (UPS) Using an Application Specific Integrated Circuin (ASIC). EPE'91. Vol. 3. P. 174-179.
14. **Ken Berringer.** Power MOSFET // IHP Brushless DC Motor Drive WithStand Commutation Stresses. PCIM, 1990. June. P. 10-18.
15. **Адамия Г. Г., Ковалев Ф. И., Флоренцев С. Н.** Микропроцессорная диагностика агрегатов бесперебойного питания // Электротехника. 1987. № 10. С. 18-21.

---

## Как обеспечить получение решающего голоса в управлении вновь создаваемых акционерных обществ (АО)

Традиционное представление о том, что для решающего голоса в управлении АО необходим контрольный пакет акций в составе не менее 50 % + 1 акция от общего количества акций, неправомерно. Объясняется это тем, что в любом коллективе имеются группы, объединенные совпадающими интересами.

При консолидации этих групп (интересов) появляется возможность обеспечения решающего голоса значительно меньшим пакетом акций у собственника или органа управления.

Разработаны методические рекомендации, позволяющие, с учетом конкретных ситуаций и условий акционирования государственных предприятий, определить минимальные затраты на обеспечение решающего голоса в управлении АО.

Ассоциация инженеров силовой электроники представляет необходимые консультации и текст методических рекомендаций.

Контактный телефон 963-18-15.

Старший эксперт Домрачева Марина Алексеевна.

# МЕЖДУНАРОДНОЕ СОТРУДНИЧЕСТВО



## МЕЖДУНАРОДНАЯ ОРГАНИЗАЦИЯ "ИНТЕРЭЛЕКТРО" В НОВЫХ УСЛОВИЯХ

А. А. ПРОХАЕВ, канд. техн. наук, зав. Секретариатом "Интерэлектро"

В 1993 г. исполняется двадцать лет со дня основания международной межправительственной организации по экономическому и научно-техническому сотрудничеству в области электротехнической промышленности "Интерэлектро", созданной для координации научно-технических и экономических связей между странами, входящими в ее состав.

В деятельности "Интерэлектро" на правительственном уровне участвуют Болгария, Грузия, Куба, Румыния, Россия, Чехия и Словакия, Югославия. Решен вопрос об участии в ней Азербайджана, Белоруссии, Казахстана и Узбекистана. Активно сотрудничают с "Интерэлектро" также отдельные фирмы и предприятия Великобритании, Венгрии, Германии, Италии, Польши, США и других стран.

На базе структур "Интерэлектро" созданы международные ассоциации делового сотрудничества по направлениям: трансформаторы, высоковольтная аппаратура, электротехническая керамика ("ТРАВЭК"); турбогенераторы, электрические машины, электроизоляционные материалы ("Интерэлектромаш"); электроприводы, преобразователи и силовые полупроводниковые приборы ("Интерэлектропривод"); химические источники тока ("Интербат"); низковольтная аппаратура ("АССЭЛА"); кабельная продукция ("Интерка-

бель"). Кроме того, создано международное товарищество по научно-техническому сотрудничеству ("Элтехком").

"Интерэлектро" создавалась как независимая международная организация. Это помогло ей пережить распад СЭВа, хотя он и отразился крайне отрицательно на ее деятельности. Мобилизуя все ресурсы, "Интерэлектро" находит свое место в складывающейся системе новых отношений между странами, становится нужной и полезной. Свидетельством этого является количество заинтересованных стран, фирм и организаций, участвовавших в работе 37-го заседания Совета "Интерэлектро", состоявшегося в октябре 1992 г. в Чехо-Словакии, а также увеличивающийся интерес к "Интерэлектро" со стороны многих фирм из разных стран мира.

Деятельность "Интерэлектро" в современных условиях совершенствуется, позволяя максимально сохранить сложившиеся связи между фирмами и предприятиями стран, создать новое экономическое пространство, в которое наряду со странами Восточной Европы, традиционно тяготеющими к рынкам России и других стран СНГ, все больше привлекаются ведущие западные фирмы, обладающие передовыми технологиями и инвестиционным потенциалом.

Новые задачи потребовали перестройки деятельности "Интерэлектро":

— осуществление международного сотрудничества как на государственном уровне, так и на уровне ассоциаций, фирм и предприятий;

— открытость организации для присоединения к ее деятельности всех заинтересованных стран или отдельных фирм, предприятий;

— свобода выбора организационной формы и структуры при проведении различных работ;

— осуществление сотрудничества на многостороннем и двустороннем уровнях с привлечением потребителей электротехнической продукции.

Приоритетные направления сотрудничества в рамках "Интерэлектро" определяет ее руководящий орган — Совет "Интерэлектро". Председателем Совета избран представитель Российской Федерации А. Е. Сочилин.

Главным координирующим и исполнительным центром является Секретариат "Интерэлектро" (заведующий А. А. Прохаев). Секретариат располагает информацией о производственной и коммерческой деятельности членов "Интерэлектро", оказывает помощь и посреднические услуги фирмам:

— в экономическом сотрудничестве, организации и проведении экспортно-импортных операций;

— в создании совместных предприятий по производству различных видов электротехнической продукции;

— в научно-техническом сотрудничестве.

Совершенствуется информационный банк данных, включающий в себя сведения о производи-

телях и потребителях продукции, номенклатуре изделий, потребностях в сырье, комплектующих и другие сведения. Уделяется внимание расширению информационной деятельности, обмену передовыми технологиями, "ноу-хау".

На сегодняшний день Секретариатом "Интерэлектро" заключено свыше ста соглашений с различными фирмами стран мира, а фирмам Российской Федерации, Румынии, Великобритании оказана помощь в создании совместных предприятий.

"Интерэлектро" приняло активное участие в состоявшемся в Москве очередном смотре достижений мировой электротехники — международной специализированной выставке "Электротехническое оборудование и линии электропередачи" — "Электро-92". В экспозиции "Интерэлектро" участвовали 23 концерна, фирмы и предприятия из 11 стран мира. Наиболее широко были представлены заводы Болгарии, Великобритании, Германии, Грузии, Италии, Кубы, России, Румынии. В ходе выставки Секретариатом "Интерэлектро" был организован симпозиум фирмы "АЕГ Штаркштроманлаген Дрезден Гмбх" с участием более ста специалистов — производителей и потребителей электротехнической продукции, на котором сделаны сообщения о новейших разработках фирмы в области распределительных устройств среднего напряжения с воздушной и элегазовой изоляцией, техники защиты и управления энергетическими сооружениями.

Выставки электротехнической продукции и товаров народного потребления, а также семинары ведущих фирм традиционно проводятся в стенах "Интерэлектро".

Так, в ходе проведения выставок в 1992 г. были организованы семинары фирм "Антрибстехник" и "Сименс" (Германия), "МЖЛ Корпорейшн" (США), концерна "Финмекканика" (Италия). В мае совместно с фирмой "Зиглер" (Германия) проведен семинар по САПР в электротехнике, в котором участвовали специалисты около 40 предприятий России и Украины.

Организованные "Интерэлектро" выставки позволили заинтересованным производителям и потребителям установить деловые контакты, заключить контракты и соглашения.

Специалисты любых фирм или организаций могут воспользоваться и другими услугами Секретариата "Интерэлектро" для налаживания самых различных связей с коллегами и партнерами, в том числе и в области сервиса.

"Интерэлектро" поддерживает отношения с другими международными организациями, существующими в настоящее время. Рассматривает работу новых международных организаций, таких, как международная неправительственная организация "Восточноевропейское сотрудничество и торговля" (ВЕСТ), неправительственная организация содействия региональному экономическому сотрудничеству (МОРЭС) и др. Собирается расширить сот-

рудничество с Комитетом по машиностроению при Организации Объединенных Наций.

Организация "Интерэлектро" стремится идти в ногу со временем, не боится изменять приоритеты в своей деятельности в соответствии с требованиями рыночных отношений, приглашает представителей заинтересованных фирм и предприятий к взаимовыгодному сотрудничеству.

Секретариат "Интерэлектро" расположен в Российской Федерации по адресу: Москва, 1-й Смоленский пер., д. 7. Контактный телефон 244-72-00, телекс: 411352 Свет СУ, факс: 244-03-69.

---

## ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

---

УДК 621.316.925:621.372.54

### ВЫБОР ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ И РАЗРЯДНОСТИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ

В. И. АНТОНОВ, Е. В. СИДИРЯКОВ, В. М. ШЕВЦОВ,  
кандидаты техн. наук

Чувашский университет

Классическая теория дискретизации и аналого-цифрового преобразования сигналов в цифровых системах [1, 2] основана на широком использовании теории случайных сигналов и дает усредненные оценки искомых характеристик тракта преобразования. Поскольку в практике релейной защиты традиционно исходят из расчета на наихудший случай, то указанные оценки неприемлемы при выборе тракта аналого-цифрового преобразования систем релейной защиты (РЗ). Необходим иной подход, заключающийся в оценке верхней границы погрешности преобразования сигнала, вызванной его квантованием.

В статье при анализе тракта аналого-цифрового преобразования цифровых систем РЗ принят упомянутый подход.

При анализе будем полагать, что аналого-цифровой преобразователь (АЦП) обладает линейной характеристикой преобразования, а сама операция преобразования осуществляется мгновенно, и шум квантования имеет максимальный уровень  $h$  и тот же знак, что и преобразуемый сигнал [3]. Пусть  $n$  — размер разрядной сетки АЦП;  $m = 2^n - 1$  — число уровней квантования;  $p$  — число отсчетов

входного сигнала на периоде основной частоты. Считаем, что на входе цифровой системы действуют синусоидальные сигналы, и их дискретизация осуществляется синхронно с частотой сети, в связи с чем

$$u(l) = U_m \sin(l\alpha + \psi_u); \quad i(l) = I_m \sin(l\alpha + \psi_i), \quad (1)$$

где  $l$  — дискретное время,  $\alpha = 2\pi/N$ .

После АЦП сигнал содержит шум квантования, и цифровая система анализирует иные, чем (1), сигналы

$$u_p(l) = u(l) + v_u(l); \quad i_p(l) = i(l) + v_i(l), \quad (2)$$

где

$$v_u(l) = h_u \text{sign}\{u(l)\}; \quad v_i(l) = h_i \text{sign}\{i(l)\}. \quad (3)$$

Предметом анализа будут цифровые алгоритмы определения действующего (амплитудного) и средневыпрямленного значения входной величины, мощности и ортогональных составляющих. Диапазоны изменения входных величин (1), в пределах которых обеспечивается измерение упомянутых параметров с точностью не ниже  $\delta$ , задан минимальными ( $U_{m, \min}, I_{m, \min}$ ) и максимальными ( $U_{m, \max}, I_{m, \max}$ ) значениями или их отношениями

$$D_u = (U_{m, \max} / U_{m, \min}); \quad D_i = I_{m, \max} / I_{m, \min}. \quad (4)$$

Вес младшего разряда для каналов напряжения и тока различен

$$\Delta_u = U_{m, \max} / m; \quad \Delta_i = I_{m, \max} / m, \quad (5)$$

а, значит, неодинаковы и уровни шумов квантования

$$h_u = \Delta_u / 2; \quad h_i = \Delta_i / 2. \quad (6)$$

Для придания выкладкам большей общности введем в рассмотрение понятие о нормированном диапазоне; с учетом (4) — (6)

$$D_{*u} = D_u / m = 2h_u / U_{m, \min};$$

$$D_{*i} = D_i / m = 2h_i / I_{m, \min}.$$

**Действующее значение (модуль).** По определению оценка действующего значения равна

$$\hat{U}^2 = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} u_p^2(l).$$

С учетом (1) — (3)

$$\hat{U}^2 = \frac{U_m^2}{2} + \frac{4h_u}{N} U_m \text{ctg} \frac{\pi}{N} + h_u^2. \quad (7)$$

Поскольку  $\hat{U} > U = U_m / \sqrt{2}$ , то погрешность измерений можно вычислить как

$$\delta = \hat{U} / U - 1,$$

или

$$(\delta + 1)^2 = (\hat{U} / U)^2. \quad (8)$$

Рассмотрев совместно (7) и (8), можно показать, что погрешность  $\delta$  максимальна на нижней границе диапазона, т. е. при  $U_m = U_{m, \min}$ . Связь между погрешностью  $\delta$  и нормированным диапазоном  $D_{*u}$  будет следующей

$$D_{*u} = a \left[ -1 + \sqrt{1 + \frac{2\delta(\delta+2)}{a^2}} \right], \quad (9)$$

где

$$a = \frac{N}{4} \text{ctg} \frac{\pi}{N}.$$

Учитывая, что при малых  $\delta$

$$\frac{2\delta(\delta+2)}{a^2} \ll 1,$$

зависимость (9) можно упростить

$$D_{*u} = \frac{\delta(\delta+2)}{a} = \frac{N}{4} (\delta + 2) \delta \text{ctg} \frac{\pi}{N}. \quad (10)$$

При больших  $N$

$$D_{*u} = \frac{\pi}{4} \delta (\delta + 2).$$

Средневыпрямленное значение определяется по формуле

$$\hat{U}_{\text{cp}} = \eta \sum_{l=0}^{N-1} |u_p(l)|,$$

где коэффициент

$$\eta = \frac{1}{\pi} \text{tg} \frac{\pi}{N}$$

зависит от числа отсчетов  $N$ .

В нашем случае

$$\hat{U}_{\text{cp}} = \frac{2U_m}{\pi} + \frac{N}{\pi} h_u \text{tg} \frac{\pi}{N}.$$

Погрешность

$$\delta = \frac{N h_u}{2 U_m} \text{tg} \frac{\pi}{N}$$

достигает максимума при  $U_m = U_{m, \min}$ , в связи с чем

$$D_{*u} = \frac{4}{N} \delta \text{ctg} \frac{\pi}{N}. \quad (11)$$

С ростом  $N$

$$D_{*u} = \frac{4}{\pi} \delta.$$

Активная мощность. Имея в виду, что

$$P = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} u_p(l) i_p(l),$$

и учитывая равенства (при  $\varphi = \varphi_u - \psi_i \geq 0$ )

$$\sum_{l=0}^{N-1} v_u(l) I_m \sin(l\alpha - \psi_i) = 2h_u I_m \sum_{l=0}^{N/2-1} \sin(l\alpha - \varphi);$$

$$\sum_{l=0}^{N-1} v_i(l) U_m \sin(l\alpha - \psi_u) = 2h_i U_m \sum_{l=0}^{N/2-1} \sin(l\alpha + \varphi),$$

а также то обстоятельство, что погрешность при фиксированном коэффициенте мощности  $\cos \varphi$  достигает максимума на нижних пределах диапазонов  $u(l)$  и  $i(l)$ , получаем (для  $\varphi \neq \frac{\pi}{2}$  и  $\frac{3}{2}\pi$ ):

$$D_{*u} = (\text{ctg} \frac{\pi}{N} - \text{tg} \varphi) + D_{*i} (\text{ctg} \frac{\pi}{N} + \text{tg} \varphi) + \frac{D_{*u} D_{*i}}{2 \cos \varphi} \left[ \frac{N}{2} - 2 \text{ent} \left\{ \frac{N\varphi}{2\pi} \right\} \right] = \delta \frac{N}{2}. \quad (12)$$

Здесь  $\text{ent} \{ \}$  — операция выделения целой части. В случае  $\varphi = \frac{\pi}{2}$  или  $\frac{3}{2}\pi$   $\delta = 0$ . С ростом  $N$

$$\frac{2}{\pi} (D_{*u} + D_{*i}) + \frac{D_{*u} D_{*i}}{2 \cos \varphi} \left[ 1 - \frac{4}{N} - \text{ent} \left\{ \frac{N\varphi}{2\pi} \right\} \right] = \delta.$$

**Влияние фильтров ортогональных составляющих.** Почти все известные устройства релейной защиты могут быть реализованы на основе измерения ортогональных составляющих входных сигналов [3]. Наиболее распространен фильтр, основанный на алгоритме Фурье:

$$\begin{Bmatrix} u_s \\ u_c \end{Bmatrix} = \frac{2}{N} \sum_{l=0}^{N-1} u_p(l) \begin{Bmatrix} \sin \\ \cos \end{Bmatrix} \alpha l.$$

Рассмотрим работу этого фильтра при обработке сигнала, содержащего шум квантования; в качестве измеряемого параметра примем модуль сигнала.

$$U_m = (u_c^2 + u_s^2)^{1/2}. \quad (13)$$

Учитывая, что

$$\sum_{l=0}^{N-1} \text{sign} \{ u(l) \} \frac{\cos}{\sin} l\alpha = 2h_u \sum_{l=0}^{N/2-1} \frac{\cos}{\sin} (l\alpha + \psi_u),$$

получаем:

$$\begin{Bmatrix} u_s \\ u_c \end{Bmatrix} = U_m \begin{Bmatrix} -\sin \\ \cos \end{Bmatrix} \psi_u + \frac{4}{N} h_u (\cos \psi_u \mp \sin \psi_u \text{ctg} \frac{\pi}{N}).$$

Погрешность максимальна при  $U_m = U_{m \min}$ .

Поэтому

$$D_{*u} = b \left[ -1 + \sqrt{1 + \frac{\delta(\delta+2)}{b^2} \sin^2 \frac{\pi}{N}} \right],$$

где

$$b = \frac{N}{2} \sin \frac{2\pi}{N}.$$

При малых  $\delta$

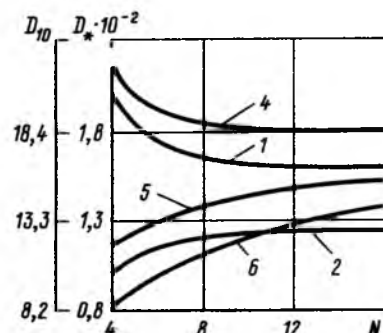
$$D_{*u} = \delta(\delta+2) \frac{N}{2} \text{tg} \frac{\pi}{N}. \quad (14)$$

С увеличением  $N$

$$D_{*u} = \delta(\delta+2) \frac{\pi}{2}.$$

**Обсуждение результатов.** Кривые зависимости динамического диапазона АЦП от числа отсчетов  $N$  для рассмотренных алгоритмов показаны на рисунке. На оси  $D_{10}$  даны значения динамического диапазона АЦП с  $n = 10$ : кривая 1 — действующее значение, 2 — средневыпрямленное значение. В случае алгоритма активной мощности на рисунке даны кривые для  $D_{*i}$  при  $D_{*u} = 2/1023$  ( $D_u = 2$  при  $n = 10$ ) и  $\cos \varphi = 1; 0,8; 0,6$  (кривые 4, 5, 6).

Как видно из рисунка, в области малых значений  $N$  ( $N < 12$ ) динамический диапазон АЦП проявляет существенную зависимость от числа отсчетов. В случае алгоритма активной мощности эта тенденция усугубляется еще и зависимостью от коэффициента мощности  $\cos \varphi$ .



Анализ выражений (10), (11) и (14) показывает, что динамический диапазон АЦП в области малых погрешностей измерений находится практически в прямой зависимости от  $\delta$ .

Использование фильтров ортогональных составляющих значительно повышает динамический диапазон АЦП [в случае вычисления действительного значения по (13) в два раза; на рисунке кривая 1 в масштабе 1:2 повторяет кривую зависимости динамического диапазона АЦП при реализации алгоритма (13)], что делает предпочтительным использование в практике релейной защиты ортогональных реле.

#### Список литературы

1. Oliver B. M., Pierce J. R., Shannon C. E. The Philosophy of PCM // Proceedings of IRE. 1948. November. P. 1324–1131.
2. Баранов Л. А. Квантование по уровню и временная дискретизация цифровых систем управления. М.: Энергоатомиздат, 1990.
3. Лямец Ю. Я., Ильин В. А. Погрешности замера параметров по ортогональным составляющим электрических величин при аддитивных помехах // ИВУЗ. Электромеханика. 1988. № 10. С. 33–38.

Поступила 14.11.92

УДК 621.317.49.084.2

## МАГНИТНЫЕ ДАТЧИКИ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ

ГАНДУР М. М., инж.

Эффективность описываемых в статье датчиков частоты вращения (ДЧВ) зубчатых колес (ЗК) и гладких валов обеспечивается удобством их монтажа, малыми габаритами, повышенной чувствительностью к модулированному магнитному потоку и независимостью амплитуды выходных сигналов от частоты вращения. Повышенная чувствительность ДЧВ позволяет устанавливать воздушный зазор между корпусом датчика и поверхностью выступов ЗК порядка 2–5 мм в зависимости от модуля зуба, а применение в качестве магниточувствительных элементов феррозондов дает возможность измерять частоту вращения зубчатого колеса в широком диапазоне, в том числе и при частоте, близкой к нулю.

Монтаж ДЧВ сводится к установке корпуса первичного преобразователя над ЗК, а в случае измерения скорости вращения гладкого вала — над специальной обоймой, прикрепленной к поверхности вала и имитирующей ЗК. Последнее преимущество ДЧВ особенно важно при использовании датчиков в информационных системах испытательных стендов механизмов и машин, так

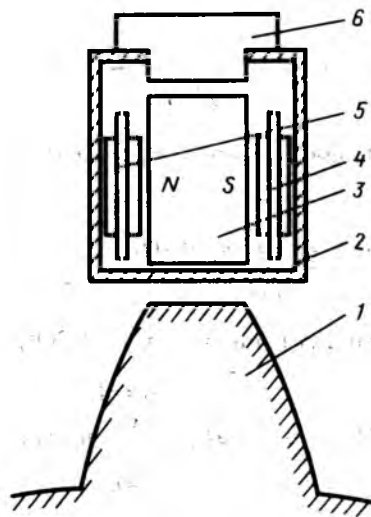


Рис. 1. Конструкция первичного преобразователя ДЧВ:

1 — зубчатое колесо; 2 — корпус преобразователя; 3 — постоянный магнит; 4, 5 — феррозонды; 6 — разъем

как получение первичной информации о параметрах испытываемого объекта требует установки ДЧВ в местах, где она была конструктивно не предусмотрена.

Конструкция магнитной системы первичного преобразователя ДЧВ показана на рис. 1. Над поверхностью ЗК 1 устанавливается корпус 2, в котором находится постоянный магнит 3, выполненный из феррита бария, феррозонды 4 и 5, используемые в качестве чувствительных элементов. К корпусу первичного преобразователя 1 крепится разъем 6, через который преобразователь подключается к электронному блоку.

При симметричном расположении первичного преобразователя относительно центра зуба (как это показано на рис. 1) магнитный поток, индуцируемый постоянным магнитом, не создает в сердечниках феррозонда информационного магнитного потока и выходной сигнал феррозондов равен нулю. Таким образом, феррозонд не чувствителен непосредственно к полю постоянного магнита, а его выходной сигнал зависит от намагниченной поверхности зубчатого колеса. При смещении первичного преобразователя относительно оси зуба магнитная система преобразователя становится несимметричной, и за счет поля, создаваемого намагниченными зубьями в сердечниках феррозондов, возникает информационный магнитный поток, который достигает своего максимального значения при относительном смещении центра зуба и центра преобразователя приблизительно на четверть шага ЗК.

Приведем расчет магнитной системы ДЧВ. Геометрическая модель магнитной системы преобразователя показана на рис. 2. Численный расчет напряженности магнитного поля в феррозондах осуществлялся при следующих допущениях: вектор намагниченности постоянен по всему объему магнита; магнитный материал ЗК не насыщен и

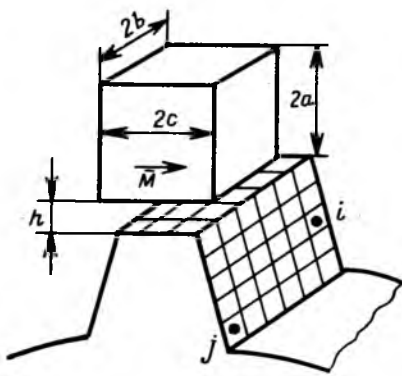


Рис. 2. Геометрическая модель магнитной системы ДЧВ

его магнитная проницаемость равна бесконечности, т. е. поверхность ЗК считается эквипотенциальной; сердечники феррозонда не влияют на магнитное поле системы. В качестве математической модели поля было использовано первое уравнение Фредгольма:

$$\frac{1}{4\pi\mu_0} \oint_S \frac{\sigma(P)}{|\vec{r}_Q - \vec{r}_P|} dS = \varphi_Q - \varphi_P, \quad (1)$$

где  $\sigma$  — плотность магнитных зарядов на поверхность ЗК;  $\vec{r}_Q, \vec{r}_P$  — векторы, определяющие положение точек источника и наблюдения;  $\varphi_Q$  — потенциал поверхности ЗК;  $\varphi_P$  — потенциал, создаваемый магнитом.

Уравнение (1) является сингулярным. При его решении применялись методы модифицированных квадратур [1] и метод [2]. В результате чего уравнение (1) было аппроксимировано системой линейных уравнений

$$\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^N \int_{\Delta S_j} \frac{\sigma_i dS_j}{|\vec{r}_i - \vec{r}_j|} + \sigma_j \int_{\Delta S_j} \frac{dS_j}{r_j} = - \sum_{l=1}^L \int_{\Delta S_l} \frac{\sigma_{\Pi} dS_l}{|\vec{r}_i - \vec{r}_l|}; \quad (2)$$

$$i = 1, N; j = 1, N; l = 1, L,$$

где  $\sigma_i$  — плотность магнитных зарядов в центре прямоугольного элемента;  $\Delta S_j$  — площадь элементарных прямоугольных площадок, на которые разбивается поверхность ЗК;  $\Delta S_l$  — элементарная площадь поверхности постоянного магнита;  $\sigma_{\Pi}$  — плотность магнитных зарядов на поверхности постоянного магнита, которая считалась постоянной и равной намагниченности магнита  $M$ ;  $N, L$  —

число элементарных площадок на поверхности ЗК и постоянного магнита.

Решения системы (2) — это вектор неизвестных значений плотности магнитных зарядов  $[\sigma_i]$ ,

$i = 1, N$ .

Для расчета магнитного поля в сердечниках феррозонда использовалась математическая зависимость [3], полученная на основании теоремы о взаимности:

$$\Delta H = \frac{1}{8\pi k_{\Phi}} \sum_{i=1}^N \int_{\Delta S_i} \left[ \frac{1}{|\vec{r}_{\Phi}^+ - \vec{r}_i|} - \frac{1}{|\vec{r}_{\Phi}^- - \vec{r}_i|} \right] \times \sigma_i dS_i,$$

здесь  $\Delta H$  — напряженность поля в сердечнике феррозонда;  $\vec{r}_{\Phi}^+, \vec{r}_{\Phi}^-$  — векторы, определяющие в пространстве концы сердечника феррозонда.

На основе планируемых численных расчетов были получены упрощенные аналитические зависимости, позволяющие рассчитать максимальное значение напряженности магнитного поля в сердечнике феррозонда:

$$\Delta H = f_k(x_1, x_2, x_3)(2,33 \cdot 10^{-3} - 1,89 \cdot 10^{-3}x_4 + 0,71 \cdot 10^{-3}x_5 - 0,603 \cdot 10^{-3}x_4x_5 + 0,047 \cdot 10^{-3}x_2^2 + 0,022 \cdot 10^{-3}x_5^2) \frac{M}{2\pi}, \quad (3)$$

где  $f_k(x_1, x_2, x_3)$  — корректирующая функция;  $f_k(x_1, x_2, x_3) = 0,586 + 0,236x_1 + 0,149x_2 + 0,016x_3 + 0,032x_1x_2$ ;  $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5$  — кодиро-

ванное значение факторов  $2\bar{a}, 2\bar{b}, 2\bar{c}, h, 2\bar{c}$ , которое рассчитывается по формуле

$$x = \frac{r - r_{\text{НОМ}}}{\Delta r};$$

$r$  — переменная величина;  $r_{\text{НОМ}}$  — номинальное значение переменной величины;  $\Delta r$  — интервал варьирования переменной величины.

Все линейные размеры постоянного магнита  $2\bar{a}, 2\bar{b}, 2\bar{c}$  и воздушный зазор  $h$  приведены к модулю зубчатого колеса  $m$ .

Численные значения приведенных величин даны в таблице. С помощью (3) возможны не только расчет магнитной системы ДЧВ, но и оптимизация ее параметров.

Экспериментальная проверка теоретических расчетов показала, что их погрешность не превышает 7,5 %.

Изготовленные экспериментальной базой Луганского машиностроительного института (Украина) ДЧВ имеют следующие технические

Параметры	$2\bar{a}$	$2\bar{b}$	$2\bar{c}$	$\bar{h}$	$2\bar{c}$
Основной уровень	4	4	5,2	1	5,2
Интервал варьирования	3	3	3	0,75	3
Верхний уровень	7	7	8,2	1,75	8,2
Нижний уровень	1	1	2,2	0,25	2,2

характеристики:

Частотный диапазон, Гц	0–20 000
Питающее напряжение, В	12
Воздушный зазор между первичным преобразователем и поверхностью зуба, мм	3–5
Габариты первичного преобразователя, мм	10×10×12

Конструкция первичного преобразователя датчиков скорости вращения обеспечивает герметичность на маслопроницаемость и является вакуумплотной, что позволяет устанавливать преобразователь внутри различных механизмов. При

УДК 621.313.3:648.06

## НАПРАВЛЕНИЯ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ДЛЯ БЫТОВЫХ СТИРАЛЬНЫХ МАШИН

Е. М. ЛОПУХИНА, канд. техн. наук,  
ЭЛЬ-ХАЛАБИ ГАЗИ, инж.

Ежегодно в СНГ выпускается около 7 млн. шт. двигателей для стиральных машин. Они выпускаются как с одним двигателем для привода активатора, так и с двумя двигателями для привода активатора и центрифуги. В последнее время выпускаются полуавтоматические и автоматические стиральные машины с одним двигателем, в которых предусмотрены все операции: предварительная стирка, стирка, полоскание и отжимы. Наиболее современные стиральные машины типа "Эврика" и "Вятка".

В нашей стране на изготовление двигателей для стиральных машин затрачиваются десятки тысяч тонн стали и тысячи тонн обмоточной меди, соответственно в три и два раза больше, чем для турбо- и гидрогенераторов вместе взятых. Поэтому повышение надежности, экономичности, многофункциональности этих двигателей приобретает первостепенное значение.

установке преобразователя не требуется соблюдения точности рабочего зазора, ее компенсирует электронная регулировка, что удобно при монтаже датчика. Электронный блок датчика устанавливается непосредственно вблизи измерительного преобразователя, а также может быть вынесен на длину соединительного кабеля. Высокие технические параметры при относительной простоте конструкции, технологичности и малых габаритах позволяют найти ДЧВ широкое применение в различных областях машиностроения.

### Список литературы

1. Mayer D., Ulrych B. Resene rovinnych a progtorovijch stacionarnich elektrickyh a magnetickyh poli // Elektrotechn. Obzor. 1980. N 8. S. 458–463.
2. Курбагов П. А. Упрощенный метод расчета магнитных систем с редкоземельными магнитами и тонкой ненасыщенной арматурой // Электричество. 1976. № 12. С. 63–64.
3. Гандур М. М. Анализ магнитных систем датчиков скорости вращения с постоянными магнитами. Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М.: МЭИ, 1992.

Поступила 24.12.92

В качестве привода в стиральных машинах наибольшее распространение получили простые и надежные асинхронные конденсаторные двигатели, причем для автоматических стиральных машин — двухскоростные, большинство которых поставилось из-за рубежа.

В таблице приведены основные технические данные двухскоростных конденсаторных двигателей (отечественных и зарубежных) для автоматических стиральных машин. В этих двигателях на статоре имеются две отдельные обмотки с числом полюсов  $2p = 2$  и  $2p = 16$  (или 1:2). Например, в стиральных машинах типа "Вятка" используются двигатели  $2p_1/2p_2 = 2/16$ . Они позволяют обеспечить режим стирки при вращении со скоростью  $n = 55$  об/мин (причем у двигателя  $n_n = 300$  об/мин) и режим центрифугирования при вращении барабана со скоростью 490 об/мин (у двигателя  $n_n = 2800$  об/мин). Передача от двигателя к барабану ременная клиновая.

В комплект автоматической машины входит командоаппарат, осуществляющий переключение обмоток и электронное управление частотой вращения.

Анализ технических данных двигателей для автоматических стиральных машин показывает, какие высокие требования предъявляет этот тип привода к конденсаторному двигателю с одним рабочим конденсатором (таблица): кратности максимального момента при  $2p = 2$   $K_M = 3,3 \div 4,9$

Параметры	ДРС 100-2/16 Чехо-Словакия		ДАК 163-180/ /60-3,0/ /0375-УХЛ 4.2		VS601N, Tomson		ASMCP 155-2/16, Югославия		CP 2/16-158M-22/С, Италия		ДАК 160-120/ /60-3,0/0,5-УХЛ 4.2	
$2p$	2	16	2	16	2	16	2	16	2	16	2	12
$P_n$ , Вт	175	53,2	180	60	175	50	120	50	110,3	51,5	120	60
$n_n$ , мин <sup>-1</sup>	2800	300	2800	300	2800	300	2800	300	2800	300	2850	425
$I_n$ , А	3,0	1,58	3,5	1,5	3,8	1,35	3,0	1,58	3,7	1,5	2,6	1,4
$\eta$ , %	22,4	19	24,5	19,2	25,4	17,6	19,2	15,9	23,7	19,3	24	21
$\cos \varphi$	0,94	0,95	0,97	0,96	0,9	0,9	0,947	0,903	0,86	0,95	0,88	0,92
$M_{\max}$ , Н·м	2,1	2,79	2,15	3,3	2,12	2,74	2,7	3,22	2,08	3,49	1,61	2,7
$K_M$	3,3	1,5	3,5	1,7	3,49	1,73	6,8	2,16	4,9	1,85	4,0	2,0
$M_n$ , Н·м	1,67	3,19	1,6	3,06	1,38	3,06	1,5	3,26	1,83	3,49	1,05	2,16
$K_n$	2,6	1,6	2,6	1,6	2,27	1,93	3	2,2	4,3	1,85	2,63	1,6
$I_n$ , А	6,5	1,6	8,05	1,8	7,5	1,55	8,3	1,8	6,25	1,75	6,76	1,96
$K_i$	1,7	1,1	2,3	1,2	2,2	1,15	2,77	1,14	1,7	1,17	2,6	1,4
$V$ , мм/с	7,1	1,8	4,5	4,5	4,5	3,3	4	1	5,95	2,75	4,5	4,5
$C_p$ , мкФ	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	12	10
$L$ , дБ·А	66	66	61	61	55	31,5	60	55	61	61	61	61
$G$ , кг	10,5		9,7		8,55		9,3		8,9		9,3	
Средний ресурс, ч	3000		3000		2000		2000		2000		3000	

(6,8), при  $2p = 16$   $K_M = 1,5 \div 2,16$ . Кратности пускового момента при  $2p = 2$   $K_n = 2,27 \div 4,3$ , при  $2p = 16$   $K_n = 1,6 \div 2,2$ .

Габариты, масса и КПД двигателя определяются большим числом полюсов, и при таких жестких требованиях к кратности моментов  $K_M$  и  $K_n$  двигатели имеют большие размеры и сравнительно низкий КПД. По сравнению с серийными асинхронными конденсаторными бытовыми двигателями, у которых  $2p = 2$  или 4, а  $K_n = 0,65$ , масса двухскоростных двигателей той же мощности больше в 3–3,8 раза, а КПД ниже примерно в два раза. Совершенствованием двухскоростных двигателей занимаются ряд ведущих организаций в области бытовой электротехники в Литве, на Украине, в России, Кыргызстане. При этом главное внимание уделялось теории, расчету и технологии изготовления полюсно-переключаемых обмоток [1–5].

В МЭИ на кафедре электромеханики проводились теоретические и экспериментальные исследования двухскоростных асинхронных конденсаторных двигателей ДАК 163 и ДАК 160 с отдельными распределенными полюсно-переключаемыми обмотками, а в последнее время и с предложенной нами одной кольцевой обмоткой  $2p_1/2p_2 = 2/16$  на

макете, выполненном на базе двигателя ДАК 163.

Следует отметить, что применяемые полюсно-переключаемые обмотки достаточно сложные в конструктивном отношении. Они содержат значительное число катушечных групп (иногда отличающихся друг от друга), часто имеют параллельные соединения, большое число межкатушечных соединений и выводов. Технология изготовления полюсно-переключаемых обмоток трудоемка и связана с выполнением ряда переходов при ее укладке, наличием значительного числа межкатушечных соединений и соединений с выводными концами, большим числом прокладок между катушками в лобовой части, снижением коэффициентов заполнения паза для каждой из обмоток, необходимостью маркировки концов. Все это заставляет исследовать другие альтернативные варианты двигателей, и в частности, асинхронные двигатели с кольцевой полюсно-переключаемой обмоткой [4].

При сравнении двигателей с различными обмотками критериями оценки их эффективности могут служить перечисленные конструктивные и технологические особенности, а также такие расчетные показатели, как обмоточные коэффициенты, соотношение индукций в воздушном зазоре

для разных чисел полюсов, значения пазового и дифференциального рассеивания.

Для расчета двухскоростных двигателей были разработаны специальные математические модели, ориентированные на обмотки с произвольной асимметрией [2].

Например, в двигателе ДАК 163 при числе пазов статора  $Z_s = 48$  двухфазная двухполюсная обмотка занимает всего 40 пазов, а шестнадцатиполюсная трехфазная обмотка уложена во все пазы, но имеет разные числа витков в фазах  $A$  ( $B$  и  $C$ ). Схема включения этих обмоток показана на рис. 1. Для обеих частот вращения используется единый конденсатор  $C_p = 16$  мкФ при номинальном напряжении  $U_{к.н} = 500$  В.

Асимметрия обмоток у этого двигателя обусловлена включением трехфазной обмотки ( $2p = 16$ ) в однофазную сеть, наличием фазосдвигающей емкости и несимметрией фаз самой обмотки (для снижения эллиптичности поля), а в двухполюсной двухфазной обмотке — выполнением разных чисел пазов на полюс и фазу в различных катушечных группах (группы из четырех и шести катушек), кроме того, пространственным сдвигом фаз, отличным от  $\pi/2$ . На рис. 2 и 3 показаны механические характеристики двигателей ДАК 163 и ДАК 160, снятые на специальной установке АММ-5 — автоматическом электродвигательном моментометре, разработанном в Каунасском политехническом институте. Он позволил снять кривые момента во всем диапазоне скольжений (от 0 до 1) и определить колебания пускового момента при изменении положения ротора по отношению к статору. Исследования [2] показали, что для ДАК 163 при соотношении чисел пазов статора и ротора  $Z_s/Z_R = 48/55$  колебания пускового момента составляют при  $2p = 2$   $\Delta M = 4,52\%$ , а при  $2p = 16$   $\Delta M = 1,05\%$ ; в ДАК 160, где  $Z_s/Z_R = 48/55$  соответственно при  $2p = 2$   $\Delta M = 4,76\%$ , при  $2p = 12$   $\Delta M = 1,8\%$ , что не превышает допустимых значений по ТУ и свидетельствует об удачном выборе соотношений чисел пазов.

Кольцевая полюсно-переключаемая трехфазная обмотка (рис. 4) была выполнена на макете, использующем магнитную систему двигателя ДАК 163. При  $2p = 16$  обмотка соединена по схеме звезды (рис. 5, а), при  $2p = 2$  — по схеме двойного треугольника (рис. 5, б). Схемы включения обмотки в однофазную сеть для образования звезды и двойного треугольника показаны на рис. 6, а, б. В обоих случаях используется конденсатор  $C_p = 33$  мкФ при номинальном напряжении  $U_{к.н} = 250$  В.

Обмоточные коэффициенты: при  $2p = 16$   $K_0 = 1$ , при  $2p = 2$   $K_0 = 0,641$ . Отношение индукций в воздушном зазоре  $B_{\sigma 2}/B_{\sigma 1} = 1,54$ . Расчеты характеристик свидетельствуют о том, что данные

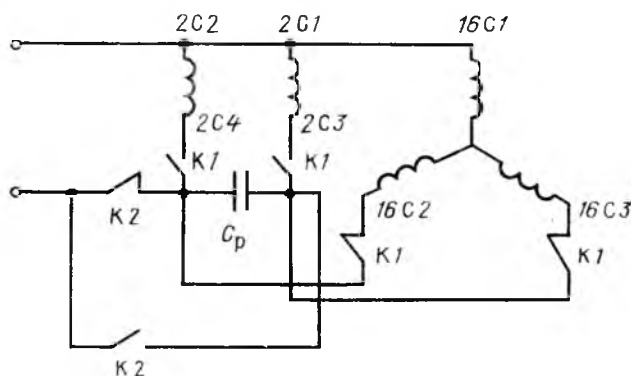


Рис. 1. Схема включения двигателя

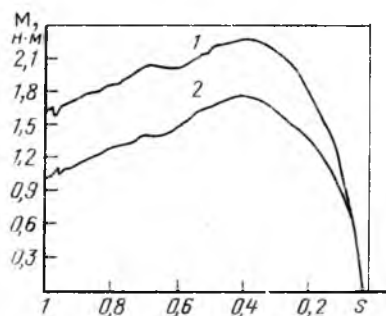


Рис. 2. Механические характеристики конденсаторных двигателей:

1 — ДАК 163; 2 — ДАК 160,  $2p=2$

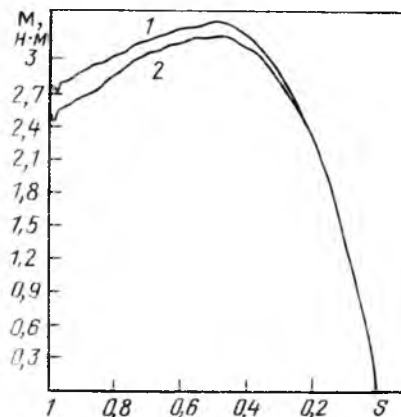


Рис. 3. Механические характеристики конденсаторных двигателей:

1 — ДАК 163,  $2p=16$ ; 2 — ДАК 160,  $2p=12$

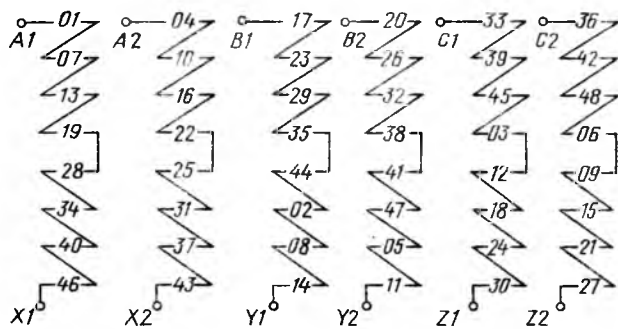


Рис. 4. Схема кольцевой обмотки

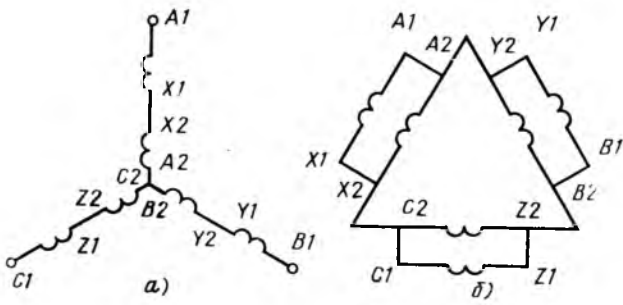


Рис. 5. Схемы соединений кольцевой трехфазной обмотки: а – звезда,  $2p=16$ ; б – двойной треугольник,  $2p=2$

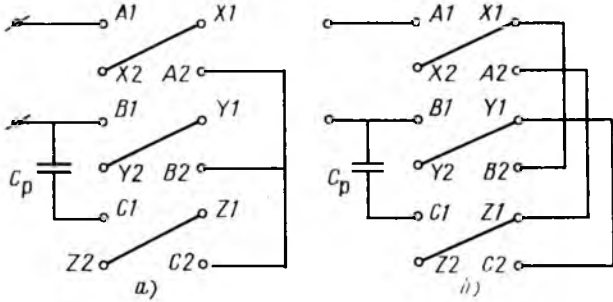


Рис. 6. Схемы включения обмотки в однофазную сеть: а – для образования звезды; б – для образования двойного треугольника

макета с кольцевой обмоткой сопоставимы с выпускаемыми двигателями с распределенной разделенной обмоткой (таблица).

При полезной мощности  $P_n = 180/60$  Вт;  $2 p_1/2p_2 = 2/16$ ;  $n_n = 2850/352$  об/мин;  $I_n = 3,2/2,08$ ;  $\eta = 30/17$ ;  $\cos \varphi = 0,82/0,81$ . Кратности максимальных и пусковых моментов:  $K_M = 3,87/2,8$ ;  $K_p = 2,13/2,3$ . Кратность пусковых токов:  $K_T = 2,5/1,2$ . Масса 9 кг. Удалось существенно улучшить КПД при  $2p = 2$ : у ДАК 163  $\eta = 24,5$ , в макете с кольцевой обмоткой  $\eta = 30\%$ .

К другим достоинствам двигателя с кольцевой обмоткой можно отнести:

симметричность обмотки и полное использование его всех пазов;

использование всей обмоточной меди на обеих скоростях вращения;

заметное уменьшение длины лобовых частей;

экономия активных материалов по сравнению с макетом при оптимизации двигателя путем рационального выбора электромагнитных нагрузок;

экономия активных материалов при совершенствовании конструкции охлаждения машины, чему способствует расположение кольцевой обмотки.

Ведутся поисковые расчеты двигателя с кольцевой двухфазной обмоткой, выполняемой на статоре с числом пазов  $Z_s = 32$ .

Кроме того, делаются попытки разработать для привода стиральных машин более легкие, быстроходные двигатели. Например, в Чехо-Словакии создан коллекторный двигатель с номинальной частотой вращения  $n_n = 12\ 000$  об/мин; в нем предусмотрена регулировка скорости от 150 до

1100 об/мин. Масса двигателя 4,6 кг. Потребляемая мощность 750 Вт. Габариты  $145 \times 125 \times 52$  мм. Класс нагревостойкости F. Однако коллекторные двигатели, обладая хорошими регулировочными свойствами, более трудоемки в изготовлении и менее надежны из-за наличия щеточно-коллекторного узла.

В МЭИ, в настоящее время, ведется работа по созданию явнополюсного асинхронного двигателя повышенной частоты, работающего от электронного преобразователя частоты. Это новое направление исследовательской работы обещает интересные результаты, особенно по мере удешевления и повышения надежности электронных элементов.

#### Список литературы

1. Лопухина Е. М., Семенчуков Г. А. Многоуровневая математическая модель и перспективы развития САПР асинхронных микродвигателей бытового назначения // Электротехника. 1988. № 9. С. 42–45.
2. Матевосян А. А. Разработка математической модели асинхронных микродвигателей с произвольной асимметрией обмоток статора и ее применение для улучшения пусковых свойств. Автореф. дис.... канд. техн. наук. М., 1989.
3. Разработка асинхронного трехфазного двухскоростного двигателя на 2 и 12 полюсов с полюсно-переключаемой обмоткой новой конструкции / В. И. Кисленко, И. И. Каштан, П. И. Катилус и др. // Тр. ВНИПТИЭМ. 1988. С. 100–101.
4. Губенко Т. П., Гаврилюк Р. Б., Оньшко Е. А. Симметричные схемы обмоток машин переменного тока // Тр. Каунасского политехнического ин-та. 1969. С. 145–150.
5. Лопухина Е. М., Эль-Халаби Гази. Определение индуктивного сопротивления лобового рассеяния трехфазной кольцевой обмотки методом гармонического анализа // Электричество. 1993. № 1.

Поступила 23.11.92

## ИЗОЛЯЦИОННАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.315.322:621.65.03.045.6:541.12.036

### О ВЛИЯНИИ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ВИТКОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ ЖАРСТОЙКИХ ОБМОТОК

Л. К. БОРОДУЛИНА, Н. М. ВАКСЕР, И. В. ВИТКОВСКИЙ, кандидаты техн. наук, М. Ю. ЛАВРЕНТЬЕВА, Т. Н. МУРАВЬЕВА, инженеры

Вопросы технологии изготовления изоляции обмоток, эксплуатирующихся при воздействии температур в диапазоне  $300\text{--}650\text{ }^\circ\text{C}$ , в настоящее

время в литературе мало освещены. Из [1, 2] следует, что на надежность характеристики устройств существенное влияние оказывают технологические режимы изготовления их обмоток и условия эксплуатации.

Основными материалами, используемыми при изготовлении высокотемпературных обмоток, являются обмоточные провода марок ПОЖ и ПОЖ-700 и слюдоматериалы типа ИФГ-КАХФ и БИЖФА. В качестве связующих и пропиточных веществ в этих материалах используются высокотемпературные органические лаки, органосиликатные и алюмохромфосфатные композиции, благодаря этому материалы весьма доступны и технологичны.

Однако, наличие органических составляющих в изоляции выдвигает требование с особой тщательностью подходить к вопросам их удаления в процессе изготовления обмоток.

Общеизвестно, что органические составляющие из связующих веществ удаляются термообработкой материалов с образованием пространственно-решетчатой неорганической структуры. Очевидно, что качество термообработки зависит от следующих основных факторов: температуры, времени, состава окружающей среды.

С одной стороны, чем выше температура и чем более кислородосодержащая и вентилируемая среда, тем более интенсивно будет происходить процесс выгорания органической части связующего. С другой стороны, степень окисления проводника столь же существенна и зависит от этих же факторов. Поэтому при изготовлении обмоток должен быть оптимизирован процесс отверждения связующего с удалением органических веществ при уменьшении степени окисления обмоточного провода.

В [3] показано, что при температуре порядка 580 °С, выше которой наблюдается нарушение защитной никелевой оболочки, для высокотемпературной витковой изоляции характерно резкое снижение ее электрических свойств. Исходя из этого, максимальная температура термообработки рассматриваемых компонент системы "проводник-изоляция" не должна превышать этого значения.

Для выяснения влияния окружающей газовой среды и температуры на электрические характеристики изоляции провода ПОЖ-700 проводились следующие исследования. Отрезки провода длиной 130 мм и сечением 1,25×3,55 мм помещались в ампулы, которые либо заполнялись техническим азотом, либо вакуумировались до остаточного давления 0,13–1,3 Па и запаивались. Таким образом, в ампулах с проводами создавалась практически бескислородная среда. В дальнейшем будем условно именовать: образцы, находящиеся в азоте, и образцы — в вакууме. Указанные ампулы вместе с отрезками провода, находящимися в непосредственном контакте с окружающей средой, помещались в термостатирующие устройства, где прохо-

дили термообработку в изотермических режимах при 450, 550 и 600 °С. В каждой температурно-временной точке испытывалось по пять образцов.

В результате визуального осмотра установлено, что у отрезков провода, находящихся в воздушной среде, наблюдались растрескивание и отслоение изоляции, которые интенсифицировались по мере роста температуры. Изоляция образцов, находящихся в вакууме и азоте, сохранила свою целостность, однако имело место заметное изменение ее цвета: от темно-зеленого при 450 °С до черного при 550 °С и 600 °С после времени, не превышающего 1000 ч.

На рис. 1, 2 приведены зависимости сопротивления и пробивного напряжения изоляции обмоточного провода от времени обработки.

Отметим, что наиболее глубокие превращения в изоляции происходят при температуре 550 и 600 °С. Причем эти изменения проходят две ста-

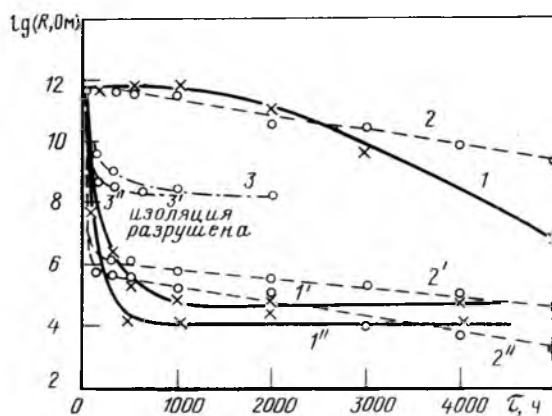


Рис. 1. Зависимость  $\lg R$  изоляции обмоточного провода ПОЖ-700 от времени термообработки в процессе старения в различных газовых средах:

1, 1', 1'' — азот; 2, 2', 2'' — вакуум; 3, 3', 3'' — воздух; 1, 2, 3 — при  $T = 450$  °С; 1', 2', 3' — 550 °С; 1'', 2'', 3'' — 600 °С

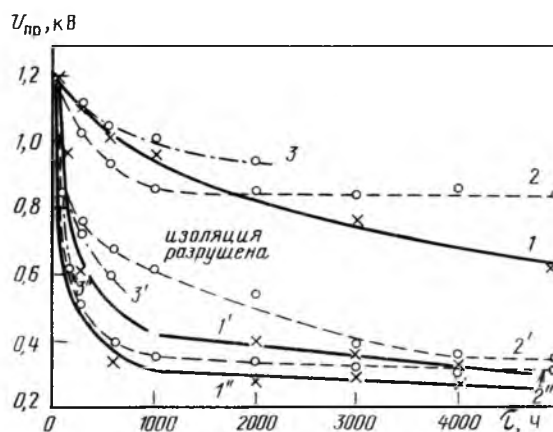


Рис. 2. Зависимость пробивного напряжения изоляции обмоточного провода ПОЖ-700 от времени термообработки в процессе старения в различных газовых средах:

1, 1', 1'' — азот; 2, 2', 2'' — вакуум; 3, 3', 3'' — воздух; 1, 2, 3 — 450 °С; 1', 2', 3' — 550 °С; 1'', 2'', 3'' — 600 °С

дии. На первой (первые сутки часов) резко уменьшается сопротивление изоляции с  $10^{12}$  Ом до  $10^6$  Ом, а пробивное напряжение снижается более чем на 50 % исходного значения, что, по-видимому, определяется ростом проводимости в результате выделения углерода при пиролизе органосиликатного связующего. Причем в среде вакуума процессы идут с большей скоростью, чем в азоте.

На второй стадии, после 1000 ч электрические характеристики изоляции в вакууме изменяются незначительно, а в азоте практически стабилизируются.

Сравнение и анализ полученных данных свидетельствуют о том, что при всех значениях, принятых в экспериментах температур, предельное значение сопротивления и пробивного напряжения витковой изоляции образцов, прошедших термообработку в вакууме и азоте, ниже по сравнению с образцами после термообработки в воздушной среде, что является следствием науглероживания изоляции. Одновременно с этим наблюдаемое удаление углерода при одновременном механическом разрушении витковой изоляции проводов после термообработки в воздушной среде говорит о недопустимости длительной их выдержки в кислородосодержащей среде при высоких температурах.

Очевидно, что на практике режим термообработки должен быть таковым, чтобы при минимальном окислении проводника достигалось близкое к полному удаление углерода.

Для изучения закономерностей, устанавливающих связь между содержанием углерода и температурой термообработки, были проведены исследования с использованием метода элементного анализа. Данные, полученные при выдержке в каждой температурной точке в течение 6 ч, представлены на рис. 3. Как видно из рис. 3, при максимально допустимой температуре термообработки  $600^\circ\text{C}$  минимальное содержание углерода в изоляции ориентировочно будет составлять 0,5 %. Понятно, что содержание углерода в изоляции зависит от времени термообработки. Например, если в изоляции, прошедшей термообработку при  $450^\circ\text{C}$  в течение 6 ч, содержание углерода составило

3,25 %, то при выдержке в течение 1000 ч всего 0,35 %. Кроме того, анализ полученной зависимости (рис. 3) показывает, что интенсивное выделение углерода начинается при температуре порядка  $450^\circ\text{C}$ . Поэтому с целью исключения возможности разрыва корпусной изоляции обмотки газообразными углеродосодержащими продуктами представляется целесообразным вести термообработку в две стадии: на первой — при  $150\text{--}300^\circ\text{C}$  будет идти процесс отверждения и получения пространственно-сшитой органосиликатной структуры, а на второй — при температуре  $300\text{--}600^\circ\text{C}$  полный отрыв органических радикалов и получение неорганической пространственно-сшитой структуры [4].

Таким образом, очевидно, что для получения высококачественной витковой изоляции требуется оптимизация режима термообработки.

При этом задача сводится к поиску оптимальных соотношений между температурой, длительностью термообработки и составом газовой среды.

Решение этой проблемы связано с необходимостью контроля за ходом отверждения связующего и окончательного формирования изоляции.

Известно широкое использование диэлектromетрии для изучения процессов отверждения терморезактивных связующих [5–7]. Как показано в [5], при измерении диэлектрических характеристик в динамическом режиме линейного подъема температуры началу процесса отверждения (связывания) соответствуют максимум диэлектрической проницаемости  $\epsilon$ , максимум полной проводимости  $G$ , минимум сопротивления  $R$  [6]. Однако, применение  $\epsilon$  и  $R$  может внести погрешность в оценку процесса отверждения, так как при отверждении изменяются плотность и толщина материала. Измерение полной проводимости и тангенса угла диэлектрических потерь  $\text{tg } \delta$  исключает эту погрешность и дает возможность анализировать динамику процесса отверждения и его завершение. На этом основании с целью установления технологических параметров контроля за режимом первой стадии термообработки системы витковой изоляции проведены исследования кинетики отверждения путем измерения диэлектрических характеристик  $G$  и  $\text{tg } \delta$  в динамическом режиме с последующим выходом на изотермический режим. Для возможности реализации полученных результатов на практике исследования проводились на образцах типа "проводник-изоляция", которые по конструкции и технологии изготовления максимально соответствовали реальным катушкам и состояли из трех отрезков обмоточного провода с корпусной изоляцией. Измерения проводились на цифровом приборе Е7-8 при частоте 1 кГц.

Результаты измерений диэлектрических характеристик витковой изоляции как в динамическом, так и в изотермическом режиме до  $600^\circ\text{C}$  представлены на рис. 4. Скорость подъема температуры в динамическом режиме составила примерно 5 град/мин. В температурной зависимости полной

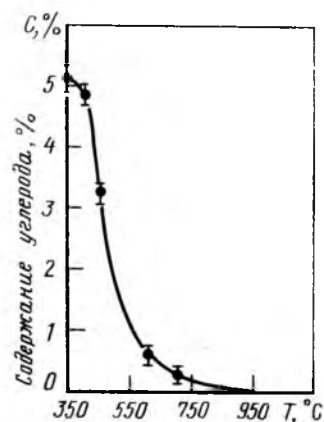


Рис. 3. Зависимость содержания углерода в изоляции обмоточного провода ПОЖ-700 от температуры термообработки

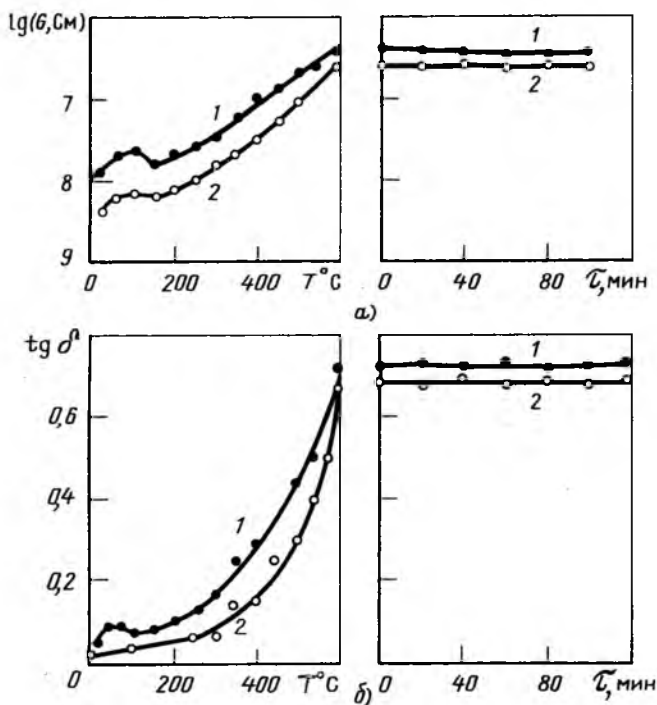


Рис. 4. Изменение диэлектрических характеристик витковой изоляции макета в процессе отверждения в динамическом и изотермическом режимах:  
 а — изменение  $\lg G$ ; б — изменение  $\operatorname{tg} \delta$ ; 1 — исходное состояние; 2 — после термообработки при  $T = 600^\circ\text{C}$  в течение 6 ч

проводимости  $G$  (рис. 4, а) и  $\operatorname{tg} \delta$  (рис. 4, б) до  $200^\circ\text{C}$  наблюдается максимум, обусловленный релаксационными потерями (кривая 1), однако с увеличением температуры возрастает роль процессов проводимости.

Исследованиями режимов отверждения в диапазоне температур от  $400$  до  $600^\circ\text{C}$  установлено, что имеет место выход на стабильные характеристики по исследуемым параметрам, при этом время стабилизации определяется температурой отверждения. Таким образом, проведенные исследования показали применимость диэлектрического метода для первой стадии процесса отверждения, а линейный участок полученной зависимости  $\lg \tau = f(10^3/T)$  (рис. 5) позволяет в диапазоне температур, вплоть до  $525^\circ\text{C}$ , выбрать режим отверждения системы витковой изоляции. Вместе с тем, следует иметь в виду, что максимальная температура не должна достигать значений, при которых интенсифицируются процессы обрыва органического обрамления полиорганосилоксана и образования дополнительных химических связей между полимером, силикатом и наполнителем с созданием кремнекислородного каркаса без органических радикалов.

На второй стадии термообработки, когда происходят в основном отрыв органических радикалов и образование пространственно-сшитой неорганической структуры, рассмотренные методы конт-

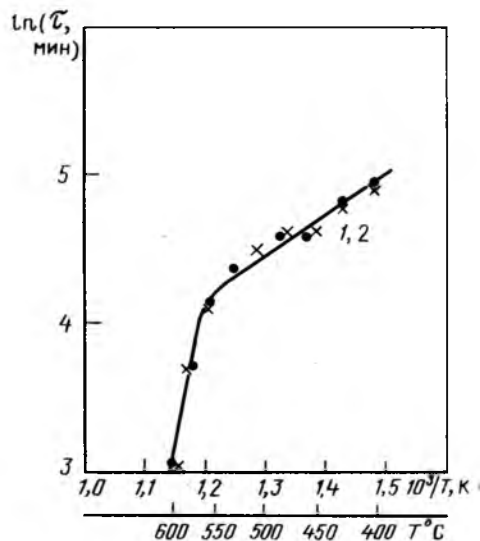


Рис. 5. Зависимость времени стабилизации свойств витковой изоляции от температуры:  
 1 — по  $\operatorname{tg} \delta$ ; 2 — по полной проводимости

роля неприменимы. Поэтому при изготовлении обмоток на этой стадии обработки представляется целесообразным контроль за содержанием углерода вести по образцам "свидетелям". В заключении, в качестве примера, иллюстрирующего взаимосвязь режима термообработки и ресурса провода ПОЖ-700, укажем, что после удаления углерода из изоляции до приблизительно  $0,5\%$  электрические свойства изоляции после  $1000$  ч старения при температуре  $450, 600, 650^\circ\text{C}$  как в вакууме, так и в азоте сохранились достаточно высокими, при этом пробивное напряжение было более  $800$  В, а сопротивление изоляции находилось в пределах  $10^{10} - 10^{11}$  Ом.

Таким образом, заключая, следует подчеркнуть, что оптимизация режимов технологической термообработки высокотемпературных обмоток может существенно влиять на их надежностные характеристики.

#### Список литературы

1. **Взаимодействие** между проводниковыми и электроизоляционными материалами в процессе длительного нагрева до  $800^\circ\text{C}$  на воздухе и в вакууме / И. М. Лобынцева, М. Л. Правозеров, В. И. Калитвянский и др. // Тр. ВЭИ. 1976. Вып. 82. С. 111—118.
2. **Нагревостойкие** электроизоляционные материалы в конструкциях высокотемпературных индукционных жидкометаллических машин / И. М. Толмач, Е. И. Янтовский, В. Е. Стрижак и др. // Электротехника. 1977. № 2. С. 38—41.
3. **Особенности** термостарения обмоток электромагнитных насосов при высоких температурах в воздушной среде / Л. К. Бородулина, Н. М. Ваксер, И. В. Витковский, А. С. Титова // Электротехника. 1990. № 12. С. 28—31.
4. **Харитонов Н. П.** Изучение процессов, происходящих в системах полимер—силикат—окисел // Температуроустойчивые покрытия. Тр. 11-го Всесоюз. совещ. по жаростойким покрытиям. Л. 1985. С. 243—249.

5. Ваксер Н. М., Преснов Ю. Л., Кочугова И. В. Непрерывный контроль процесса отверждения терморезистивных составов // Пластические массы. 1981. № 11. С. 41—42.

6. Контроль отверждения терморезистивных смол по изменению их электропроводности / В. А. Всенеблочкин, Г. А. Сеницын, Б. Г. Ефимов и др. // Электротехническая промышленность. Сер. Электротехнические материалы. 1975. № 12. С. 2—3.

7. Marvin L. Bromberg, David R. Day, Kimberley R. Snable. Measurement and Application of Dielectric Properties // IEEE Electrical Insulation Magazine. 1986. Vol. 2. N 3. P. 18—24.

Поступила 26.11.92.

## ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ

УДК 621.316.5.027.3.001.4

### ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ СТЕНД ПОСТОЯННОГО ТОКА

А. П. СМОЛЬНИКОВ, Н. С. КУЗНЕЦОВ,  
А. М. КУССУЛЬ, А. С. УТЕШЕВ, инженеры

Испытательный стенд постоянного тока НИИ ПО "Уралэлектротяжмаш" предназначен для испытаний на коммутационную способность аппаратуры постоянного тока на номинальные напряжения до 3300 В.

Стенд постоянного тока создан на базе испытательного стенда переменного тока с использованием части оборудования этого стенда<sup>1</sup>.

Принципиальная электрическая схема стенда постоянного тока дана на рис. 1.

Переменное напряжение от генераторов посредством включения включающего аппарата ВА-12 подается на сторону высокого напряжения трансформаторов ТДП-12500/10ЖУ1. Сторона низкого напряжения трансформатора соединена с выпрямителем (В). Переменное трехфазное напряжение при помощи выпрямителя преобразуется в постоянное. Постоянное напряжение через защитный включающий аппарат подается в цепь контура. После достижения током в контуре заданного значения (ток уставки) испытуемый аппарат (ИА) отключается.

<sup>1</sup> Смольников А. П., Коуров Г. А. Опыт эксплуатации стенда разрывных мощностей // Электротехническая промышленность. 1978. Вып. 3(83). С. 20.

После этого отключаются защитный аппарат в цепи постоянного тока и оперативный выключатель в цепи переменного тока.

Источником энергии стенда постоянного тока может быть один из трех установленных на стенде ударных генераторов:

ТИ-100-2 № 1; ТИ-100-2 № 2; ТИ-25.

Защитными выключателями в цепи переменного тока являются аппараты ВВЗ-12, в цепи постоянного тока — четыре выключателя ВАТ-42-2000/10Л. В качестве включающих аппаратов в цепи переменного тока использованы аппараты ВА-12, в цепи постоянного тока — специально доработанные для этой цели выключатели ВАТ-42-2000/10Л.

Роль оперативного выключателя в цепи переменного тока выполняют аппараты ВМП-10-1600/31,5.

Для регулирования тока в контуре переменного тока включены реакторы (Р-) РОСВ-7500-200 и РОСВ-7500-35. Реакторы РОСВ-7500-200 имеют диапазон регулирования индуктивности 0,0398—5,079 мГн, а реакторы РОСВ-7500-35 — 0,194—19,74 мГн. К выводам контура постоянного тока через выпрямитель (В) подключаются один, два или три трехфазных понижающих трансформатора ТДП-12500/10ЖУ1, которые имеют следующие параметры:  $S = 11\,800$  кВ·А,  $U_{ВН} = 10,5$  кВ,  $U_{НН} = 2,61$  кВ,  $U_{КЗ} = 7,88$  %. Выпрямитель состоит из выпрямительных шкафов

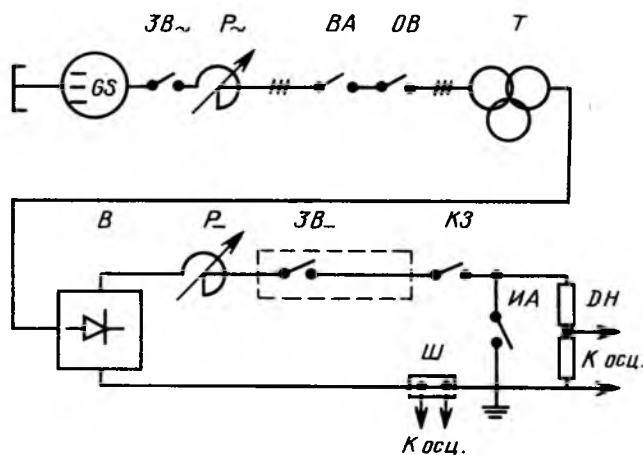


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема стенда постоянного тока:

GS — ударный генератор; ЗВ~ — защитный выключатель в цепи переменного тока; Р~ — реактор в цепи переменного тока; ВА — включающий аппарат в цепи переменного тока; ОВ — оперативный выключатель в цепи переменного тока; Т — трехфазный трансформатор; В — выпрямитель; P~ — реактор в цепи постоянного тока; ЗВ~ — защитный выключатель в цепи постоянного тока; КЗ — включающий аппарат в цепи постоянного тока; ДН — делитель напряжения; Ш — шунт; ИА — испытуемый аппарат

ПВЭ-3м с трехфазной мостовой схемой выпрямления. Выходы выпрямительных шкафов соединены параллельно.

Для создания индуктивной нагрузки в контуре постоянного тока включены реакторы ( $P_-$ ) типа РБФАУ-6800/3250, которые имеют диапазон регулирования индуктивности 0–7 мГн и реактор РОСВ с индуктивностью 0,47–14,5 мГн.

На стенде постоянного тока аппараты испытываются в следующих режимах по току:

пределная коммутационная способность в индуктивных и безындуктивных цепях при токе контура ( $I_-$ ) до 80 кА при  $U_n = 3300$  В (ударное значение тока КЗ – 120 кА);

определение критических токов в диапазоне 1–400 А.

На стенде проводятся периодические и типовые испытания аппаратов на номинальное напряжение 3300 В (например, ВАБ-43-4000/30Л, ВАБ-43-6300/30Л и др.), а также исследовательские испытания по разработке приводов и дугогасительных устройств на все классы напряжения до 3300 В. Оборудование стенда позволяет плавно регулировать напряжение от 3500 до 330 В с пропорциональным уменьшением максимального значения тока КЗ в контуре постоянного тока. Максимальное установившееся значение тока КЗ в контуре постоянного тока при работе с одним ударным генератором ТИ-100-2 с максимально допустимым временем КЗ 0,15 с – 80 кА, при работе с генератором ТИ-25 с максимально допустимым временем КЗ 0,15 с – 56 кА, 5 с – 35 кА. Графики зависимости установившихся значений тока КЗ в контуре постоянного тока от индуктивного сопротивления реакторов РОСВ-7500-200 и РОСВ-7500-35, установленных в цепи переменного тока при  $x_{p-} = 0$ , и трех трансформаторов ТДП-12500/10ЖУ1, включенных параллельно, представлены на рис. 2. Графики зависимости  $I_{к-} = x_{p-}$  сняты при напряжении контура постоянного тока 3500 В.

На рис. 3 приведена осциллограмма тока КЗ в безындуктивной цепи в контуре постоянного тока.

На рис. 4 представлена осциллограмма тока КЗ в цепи с реакторами в контуре постоянного тока.

Осциллограмма отключения испытуемым выключателем тока короткого замыкания в контуре постоянного тока приведена на рис. 5.

На стенде постоянного тока исследования при проведении НИР и ОКР возможны также от источника пониженной мощности – конденсаторной батареи.

В дальнейшем предполагается дополнительно установить на стенде трансформатор ТРТДП-12500/10У2, который имеет следующие параметры:  $S = 12\,800$  кВ·А,  $U_{ВН} = 10$  кВ,  $U_{НН} = 0,899$  кВ,  $U_k = 7,44$  %. Установка этого трансформатора расширит испытательные возможности стенда и

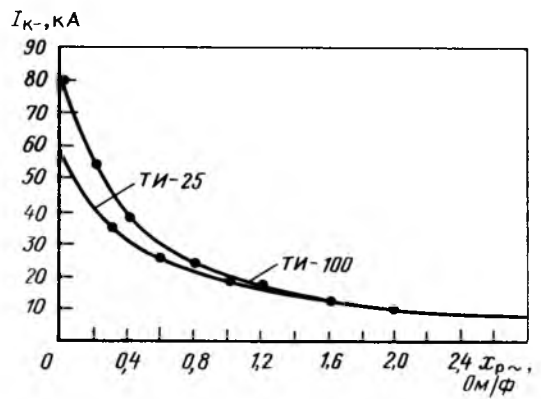


Рис. 2. Графики зависимости  $I_{к-} = f(x_{p-})$

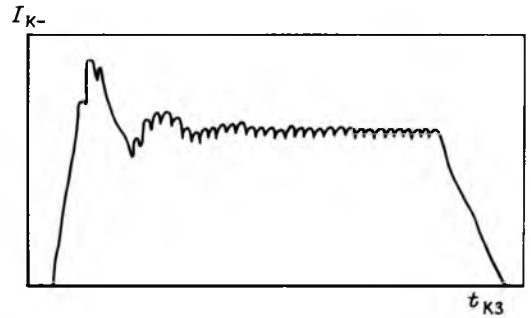


Рис. 3. Осциллограмма тока контура постоянного тока ( $x_{p-}$ )

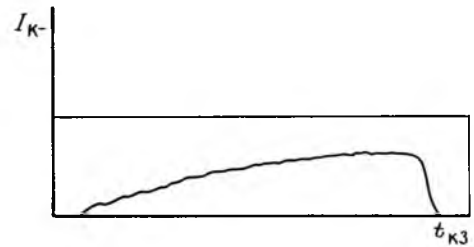


Рис. 4. Осциллограмма тока контура постоянного тока ( $x_{p-} \geq 0$ )

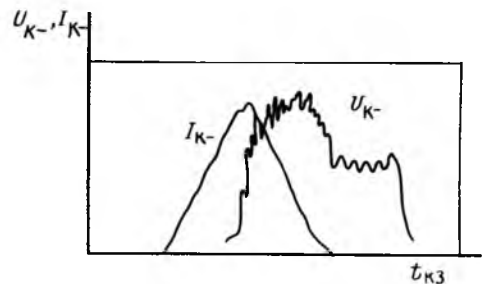


Рис. 5. Осциллограмма отключения испытуемым выключателем тока КЗ в контуре постоянного тока

позволит испытывать аппараты на номинальное напряжение до 1050 В с максимальным установившимся значением тока в контуре 120 кА.

Поступила 8.12.92

## ЛЕОНИД ВЕНИАМИНОВИЧ ЛЕЙТЕС

(к 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет со дня рождения доктора технических наук Лейтеса Леонида Вениаминовича — главного научного сотрудника Всероссийского электротехнического института имени В. И. Ленина, видного специалиста отечественного трансформаторостроения, известного ученого и инженера в области исследования и расчетов электромагнитных процессов.

В 1955 г. Л. В. Лейтес с отличием окончил электромеханический факультет Московского энергетического института по специальности "Электрические машины и аппараты".

Получив распределение на Московский трансформаторный завод, он проработал на нем 10 лет, где занимался разработкой новых трансформаторов и реакторов, а также выпуском многих методических материалов, до настоящего времени применяющихся на заводах.

Работая на заводе, Л. В. Лейтес защитил кандидатскую диссертацию по теме, связанной с разработкой и внедрением в производство мощных торoidalных реакторов.

С 1965 г. Л. В. Лейтес работает в ВЭИ. Он внес весомый вклад в разработку многих видов трансформаторного и реакторного оборудования, созданного за последние десятилетия: трансформаторы и реакторы 500, 750, 1150 кВ переменного тока, 1500 кВ постоянного тока, сверхпроводящий электромагнит установки У-25, автотрансформаторы, массовая серия трансформаторов с пространственным магнитопроводом, блочные трансформаторы, преобра-



зовательные и печные трансформаторы, разнообразные реакторы и многое другое оборудование.

Л. В. Лейтес оказывал и оказывает большую помощь в решении многих практических инженерных и научных вопросов трансформаторным заводам в Запорожье, Екатеринбурге, Биробиджане, Тольятти, Минске, Хмельнице, Чирчике и, конечно, родному для него Московскому электrozаводу.

В 1988 г. Л. В. Лейтес защитил докторскую диссертацию на тему "Развитие теории и методов электромагнитных расчетов силовых трансформаторов и реакторов с учетом несинусоидальности токов и напряжений и нелинейности характеристик стали". Он является автором более 100 научных публикаций и монографий. Следует отметить монографию "Электромагнитные расчеты трансформаторов и

реакторов" (издательство "Энергия", 1981 г.), в которой даны современная научная трактовка наиболее важных электромагнитных процессов в трансформаторном оборудовании и конкретные рекомендации по их расчету. Ее актуальность несомненно сохранится еще долгие годы.

Обладая широкой эрудицией в области трансформатор- и реакторостроения, Л. В. Лейтес снискал уважение специалистов как авторитетный ученый в области трансформаторостроения.

Л. В. Лейтес, являясь ярким представителем московской школы электротехников, в течение всей своей деятельности прежде всего на личном примере пропагандирует строгий научный подход, ясное понимание физических явлений, четкость и краткость изложения, точность и конкретность расчетов и рекомендаций. Он воспитал десятки учеников — своих последователей, известных специалистов и ученых, работе с которыми он всегда отдавал много времени.

Л. В. Лейтес является заместителем председателя постоянной национальной части подкомитета 14С МЭК "Реакторы", членом секции "Электротехника и электроэнергетика" главной терминологической комиссии страны, членом бюро секции "Теоретическая электротехника" ВНТО электриков и энергетиков имени Г. М. Кржижановского, активным автором и рецензентом журналов "Электричество", "Электротехника" и др.

Желаем Леониду Вениаминовичу, находящемуся в расцвете творческих сил, крепкого здоровья и успехов во всех делах.

## НЕДОРОГОЙ ГЕНЕРАТОР СИГНАЛОВ ФИРМЫ "HEWLETT-PACKARD"

Компания "Hewlett-Packard" представляет генератор синтезированных сигналов HP 8647A для контроля РЧ средств связи в диапазоне от 250 кГц до 1000 МГц.

Самый дешевый из сигнал-генераторов, выпускаемых компанией, HP 8647A предназначен для эффективного автономного использования в ручном режиме, а также в составе аппаратуры автоматического контроля, в условиях крупного производства беспроводных телефонных аппаратов, абонентских приемников системы поискового вызова и дешевых средств двусторонней связи.

Эффективный контроль частоты и амплитуды в ручном режиме достигается с помощью специальных ручек и простой малой клавиатуры. Генератор HP 8647A содержит 300 запоминающих регистров и память на 10 последовательностей сигналов, определенных пользователем. Удаленный интерфейс позволяет оператору быстро пройти по установочным параметрам с помощью средств управления, расположенных на передней панели.

Генератор также содержит такое средство, которым не обладал еще ни один сигнал-генератор в мире. Это интерфейс памяти для ее автоматической

загрузки при наличии нескольких сигнал-генераторов на производственной линии.

В генераторе HP 8647A используется новейшая технология частичного затухания, которая обеспечивает уровень точности на выходе в 1,5 дБ обычно менее  $\pm 1$  дБ. HP 8647A занимает площадь в 13×13 дюймов и весит 15 фунтов (7 кг).

При использовании в составе перепрограммируемой аппаратуры автоматического контроля электронный аттенюатор генератора HP 8647A способен выполнять миллионы циклов без сбоев. Высокая степень интеграции в сочетании с поверхностным монтажом сократила затраты на производство генераторов HP 8647A и сохранила высокий уровень надежности приборов.

Стратегия модульного ремонта позволяет заменять неисправные модули по месту без перекалибровки.

**Хьюллет-Паккард Компани**  
Представительство в России  
Москва 101000, Россия  
Покровский б-р, 4/17, кв. 12  
Телефон 923-50-01. Телефакс 230-26-11  
Телекс 413225

Научный редактор Н. С. Разумовская  
Литературный редактор А. М. Мескина  
Художественный редактор Т. А. Дворецкая  
Технический редактор Г. Г. Самсонова  
Корректор С. Ю. Торокина

---

Сдано в набор 19.02.93. Подписано в печать 18.03.93. Формат 60×88<sup>1</sup>/<sub>8</sub>.  
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 8,82.  
Усл. кр.-отт. 9,54. Уч.-изд. л. 9,18. Тираж 1155 экз. Заказ 335.

---

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

---

Набрано на ордена Трудового Красного Знамени Чеховском полиграфическом комбинате Министерства печати и информации  
Российской Федерации 142300, г. Чехов Московской области  
Отпечатано в Подольском филиале 142110, г. Подольск, ул. Кирова, 25

Вологодская областная универсальная научная библиотека  
www.booksite.ru

**Алгоритмы расчета индуктивного сопротивления рассеяния ротора явнополюсного асинхронного конденсаторного двигателя с магнитными шунтами.** Б. Ф. К о в а л е в. – Электротехника, 1993, № 4, с. 2–4.

Предложен алгоритм расчета величины индуктивного сопротивления рассеяния ротора явнополюсного асинхронного конденсаторного двигателя с магнитными шунтами. Установлено, что в двигателях указанной конструкции величина индуктивного сопротивления рассеяния ротора зависит от величины скольжения. Корректность алгоритма и выводов подтверждена экспериментально.

Ил. 4. Библ. 2 назв.

**Вибродиагностика асинхронных двигателей малой мощности.** Г. Л. А р т е м я н. – Электротехника, 1993, № 4, с. 5–7.

Разработан метод вибродиагностики асинхронных двигателей малой мощности (АДММ), базирующийся на принципе сравнения диагностируемого двигателя с эталонами. Предложены блок–схема автоматизированной системы вибродиагностики АДММ, алгоритм управления качеством АДММ путем вибродиагностики на стадии их серийного производства.

Ил. 2. Библ. 2 назв.

**О методике расчета временных гармонических напряжений, токов и потерь генератора двойного питания при несинусоидальности роторного преобразователя.** А. Е. З а г о р с к и й, Г. А. П р о х о р о в а. – Электротехника, 1993, № 4, с. 7–11.

Предложена методика расчета временных гармонических напряжений, токов и потерь генератора двойного питания при несинусоидальном напряжении роторного преобразователя частоты, имеющая отличия от известной методики расчета аналогичных величин для короткозамкнутых асинхронных двигателей. Дан алгоритм расчета, приведены результаты расчета машины мощностью 1 МВт.

Ил. 1. Табл. 1. Библ. 3 назв.

**Двухъякорный линейный синхронный привод обрабатывающего центра.** Б. И. К у з н е ц о в, А. А. Х у д я к о в, И. М. Н е к р а с о в, В. И. Р у с а е в. – Электротехника, 1993, № 4, с. 11–18.

Рассмотрены вопросы построения системы управления линейным синхронным приводом обрабатывающего центра с двухъякорным двигателем, в котором реализован итерационный алгоритм управления основной и дополнительной обмотками якоря, что позволяет повысить быстродействие и точность работы привода. Описана функциональная схема системы управления. Приведены результаты моделирования на ЭВМ переходных процессов в контурах тока и скорости такого привода.

Ил. 7. Библ. 4 назв.

**Эксплуатационная надежность и система технического обслуживания тиристорных электроприводов для тяжелых условий работы.** Б. И. А б р а м о в, Р. И. К о в а л ь – с к а я, Б. И. М о ц о х е й н, Б. М. П а р ф е н о в. – Электротехника, 1993, № 4, с. 18–21.

Показана организация наиболее рациональной системы технического обслуживания и эксплуатации электротехнического оборудования, работающего в тяжелых режимах (электрооборудование, буровые установки, электрооборудование экскаваторов и др.). Главная цель организации технического обслуживания – значительное снижение затрат при эксплуатации электротехнического оборудования. Одним из путей достижения указанной цели является неперенное участие разработчиков новой техники во всех вопросах, связанных с технической эксплуатацией и сервисом.

Табл. 2. Библ. 2 назв.

**Согласование параметров плавких предохранителей и асинхронных двигателей средней мощности.** Ю. А. М о щ и н с к и й, В. П. С о к о л о в. – Электротехника, 1993, № 4, с. 21–24.

Предложена методика выбора типоразмера плавкого предохранителя на основе согласования параметров плавких вставок и динамических характеристик асинхронных двигателей мощностью от 0,18 до 90 кВт в пусковых режимах.

Ил. 3. Табл. 1. Библ. 3 назв.

**Статистическое моделирование суточных флуктуаций температуры силовых трансформаторов.** В. В. Г у р и н. – Электротехника, 1993, № 4, с. 25–30.

С позиций теории случайных процессов проанализированы ежечасовые измерения температуры верхних слоев масла шести трансформаторов мощностью 7,5–125 МВ·А, напряжением 10–220 кВ, находящихся в эксплуатации на ТЭС Патра-ту (Индия).

Ил. 3. Табл. 4. Библ. 6 назв.

**Теплопроводный блок для изоляции силовых полупроводниковых приборов от охладителей.** А. С. К о т о в. – Электротехника, 1993, № 4, с.30–32.

Рассматривается возможность создания высокоэффективных теплопроводных блоков с использованием керамики оксида бериллия и металла индия для изоляции силовых полупроводниковых приборов от охладителей. Приводится сравнение параметров созданных опытных образцов теплопроводных блоков, прошедших всесторонние испытания, с созданными ранее серийными и опытными. Показана возможность многократного уменьшения теплового сопротивления сборки "теплопроводный блок – силовой полупроводниковый прибор (в основном за счет исключения контактных тепловых сопротивлений), снижения массы и осевого размера блока.

Табл. 1. Библ. 4 назв.

