

электротехника

2 1994

Энергоатомиздат

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

АЛЕКСАНДРОВ Г.Н., АРХАНГЕЛЬСКИЙ Ю.Н., БУЛАТОВ О.Г.,
ГЛОВАЦКИЙ А.В., ИНЬКОВ Ю.М., КОВАЛЕВ Ф.И., КОЗЛОВ В.Б.,
КОПЫЛОВ И.П., КОРОТКОВ Г.С., КУБАРЕВ Л.П., ЛУРЬЕ А.И.,
МОСКАЛЕНКО В.В., 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—1152



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ
ГЛАВНОГО УПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ
ПРОМЫШЛЕННОСТИ
КОМИТЕТА ПО МАШИНОСТРОЕНИЮ РФ

Издается при содействии АО "Росэлпром",
АО "Прогрессэлектро", ассоциации
инженеров силовой электроники
и ассоциации "Автоматизированный
электропривод"

ИЗДАЕТСЯ С ЯНВАРЯ 1930 ГОДА

№ 2 ФЕВРАЛЬ 1994

СОДЕРЖАНИЕ

ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

- Афанасьев А.И., Трифонов Ю.И.,
Тихомиров И.И. Механические характеристики полимерных опорных тонкостержневых изоляторов
Аракелян В.Г. Газовая хроматография в диагностике высоковольтного оборудования ...

2

8

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Поляков В.И. Диагностика технического состояния обмотки статора мощного генератора с использованием штатных средств теплового контроля
Горюнов В.Н., Тиль В.Э., Серкова Л.Е. Конечно-элементные модели линейных двигателей с постоянными магнитами
Козлов А.А. Оптимальное проектирование коллекторов электрических машин

17

20

25

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Попов Б.Н., Кириллов А.А. Микропроцессорная реализация импульсного управления двигателями постоянного тока

30

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Гуслин Ю.П. Двухполупериодная схема выпрямления в машине контактной сварки.

35

НИЗКОВОЛЬТНОЕ АППАРАТОСТРОЕНИЕ

- Соколов В.П. Способы сборки взаимозаменяемых составных частей электрических аппаратов

39

КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Владимирова Г.И. Модель канала распространения электромагнитных волн ВЧ по маслонаполненным кабелям 110 кВ с учетом спиральной конструкции жилы

43

КОНДЕНСАТОРОСТРОЕНИЕ

- Новотельнова А.В., Ханин С.Д. Прогнозирование долговечности tantalевых электролитических конденсаторов

46

ИЗОЛЯЦИОННАЯ ТЕХНИКА

- Левин С.М., Гусева Е.А. Новые разработки в области изоляции погружных водозаполненных электродвигателей

48

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

- Фуфаев В.В. Расчет размагничивающего фактора однородно-намагниченной прямоугольной призмы

52

- Башарин А.В., Козлова Л.П., Федотовский С.Б. Новые принципы построения цифровых систем управления электроприводами на микропроцессорной основе....

54

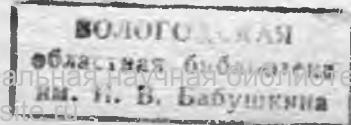
- Коняев А.Ю. Расчет и исследование электродинамических сепараторов на основе линейных двигателей

59

ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ

- Гандилян С.В., Гандилян В.В., Гандилян У.В. Электромеханика и электробиология — что общего?

63



МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛИМЕРНЫХ ОПОРНЫХ ТОНКОСТЕРЖНЕВЫХ ИЗОЛЯТОРОВ

А.И.АФАНАСЬЕВ, Ю.И.ТРИФОНОВ, кандидаты техн.наук, И.И.ТИХОМИРОВ, инж.

В результате сотрудничества специального проектно-конструкторского и технологического бюро (СПКТБ) АО "ЭЛВО" и кафедры "Электрические аппараты" СПбГТУ разработан и в настоящее время выпускается малыми сериями уникальный по своим характеристикам комплекс электрооборудования сверхвысокого напряжения "разъединитель-шинная опора", предназначенный для эксплуатации в сейсмоопасных и загрязненных районах [1]. Основу изоляции комплекса составляют опорные изоляционные конструкции (ИК) ферменного типа (рис. 1, a), собранные из тонкостержневых полимерных изо-

ляторов (ТСПИ) [2]. Применение этих изоляторов (рис. 1, б), которые по конструкции аналогичны стеклопластиковым линейным изоляторам [3,4], позволило обеспечить высокие механические и электрические параметры ИК электрооборудования сверхвысокого напряжения.

Результаты исследований электрических параметров опорной изоляции ферменного типа достаточно широко публиковались в периодической печати. В частности, данные об импульсных и влагоразрядных характеристиках электрической прочности этих ИК приводились в журнале "Электротехника" [5,6].

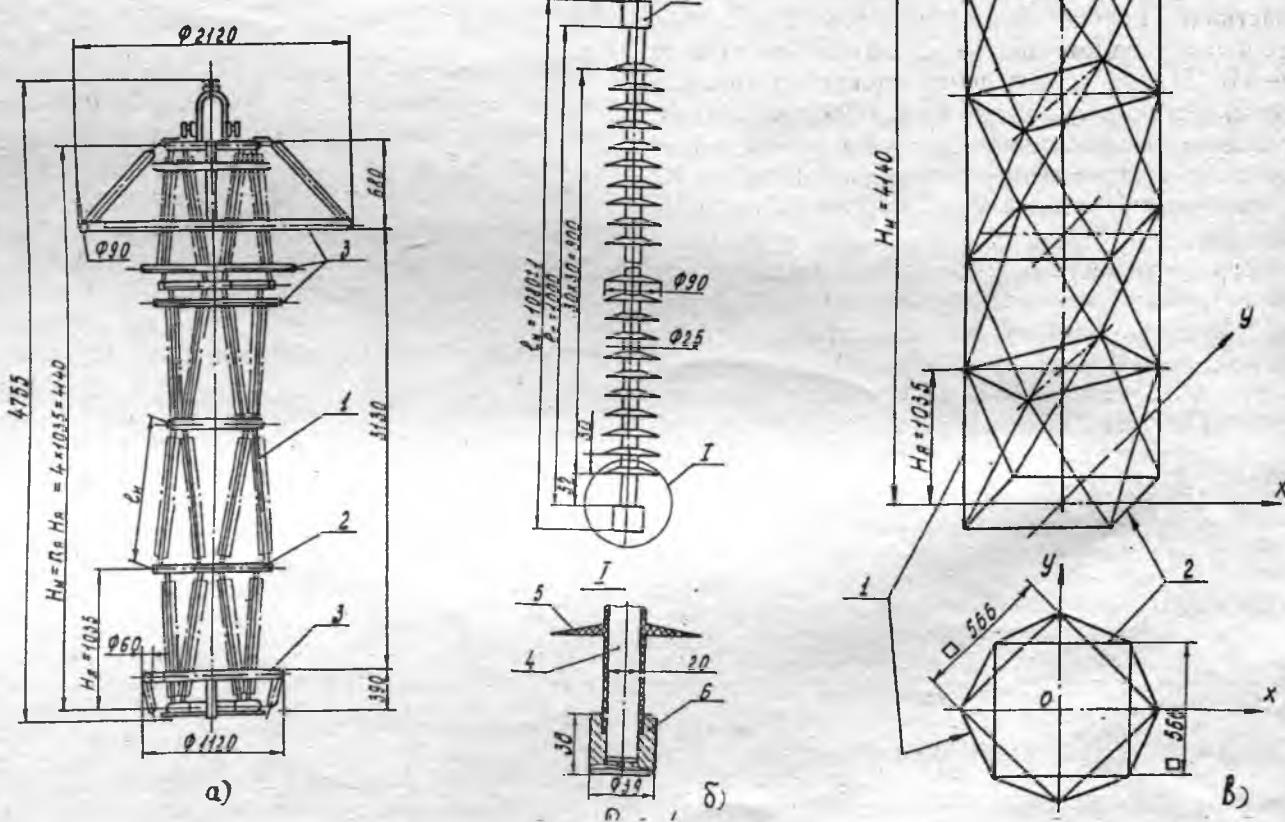


Рис. 1. Эскиз полимерной опорной изоляционной конструкции (стеклопластиковой шинной опоры ШОС) 500 кВ (а), предназначенный для эксплуатации в районах со степенью загрязнения изоляции II* (по ГОСТ 9920), изолятора для ШОС-500 кВ (б) и структура четырехъярусной фермы ШОС-500 кВ (в):

1 — опорные полимерные изоляторы; 2 — пояса жесткости; 3 — экранная арматура; 4 — стеклопластиковый стержень; 5 — трекингизолирующее покрытие; 6 — оканцеватели

Определенный интерес представляют также результаты исследований механических характеристик этих изоляционных конструкций и их элементов.

В статье приведены результаты экспериментальных и расчетных исследований механических характеристик полимерных опорных тонкостержневых изоляторов, применяемых в ИК ферменного типа. Основными несущими механические нагрузки элементами ТСПИ являются цилиндрические стержни из однона правленного стеклопластика, получаемого методом непрерывной протяжки [3,4]. Механические характеристики этих стержней к настоящему времени исследованы, главным образом, при воздействии на них растягивающих усилий, характерных для эксплуатации линейных изоляторов в воздушных электропередачах [4,7,8]. Полученные результаты мало применимы для оценки работоспособности ТСПИ в изоляционных конструкциях ферменного типа, так как их структура такова (рис. 1,б), что при приложении к ним нагрузок, возникающих при работе опорной изоляции открытых распределительных устройств (ОРУ), в изоляторах возникают только либо сжимающие, либо приблизительно равные им растягивающие усилия [1,2]. Причем вследствие высокой прочности стеклопластика на разрыв в качестве наиболее опасных нагрузок необходимо рассматривать усилия сжатия, которые не столько могут превысить предел механической прочности стеклопластика, сколько создать условия для потери продольной устойчивости стержней изоляторов [9–11]. Изучение поведения стеклопластиковых стержней большой гибкости ($\lambda > 80$) при кратковременном и длительном продольном сжатии до настоящего времени не проводилось. Именно эта проблема решалась на первом этапе исследований.

Экспериментальное изучение поведения сжатых стержней проводилось на макетах ТСПИ в условиях, максимально воспроизводящих их работу в ферменных ИК.

Макеты представляли собой оконцованные, по принятой для ТСПИ технологии [12], с обоих концов стеклопластиковые стержни (СПС) типа СПП-ЭВ [13], покрытые защитной полиолефиновой оболочкой толщиной 2 мм. Наружный диаметр оконцевателей всех макетов составлял 35 мм, длина — 50 мм. Оребрение, характерное для изоляторов наружной установки, не влияет

на их механические характеристики и поэтому оно не воспроизводилось. Макеты устанавливались вертикально. Нижний оконцеватель неподвижно закреплялся на основании рамы испытательной установки (рис. 2). Верхний оконцеватель помещался в направляющей втулке рамы и имел возможность вертикально перемещаться внутри этой втулки. Сопряжение оконцевателя и направляющей втулки по диаметру 35 мм выполнено по скользящей посадке H11 при базе сопряжения 55 мм. Такой способ закрепления оконцевателей может быть определен как жесткое защемление концов стержня.

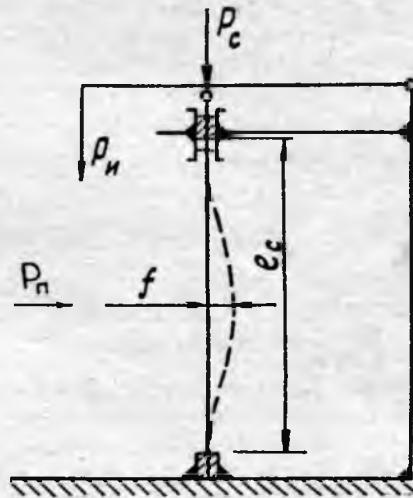


Рис. 2. Конструктивная схема установки для испытаний макетов тонкостержневых изоляторов на продольное сжатие

Испытуемый образец сжимался с помощью винтового устройства (талрепа) силой P_c , которая измерялась динамометром ДПУ-0,5/2 с ценой деления 24,5 Н.

Максимальное значение прогиба стержня f измерялось в средней его части четырьмя индикаторами часового типа (ИЧ-100МНкл.О ГОСТ 577), устанавливаемыми на двух диаметрально противоположных сторонах образца в двух взаимно перпендикулярных плоскостях показаний.

Испытания проводились на 52 макетах с диаметром стеклопластиковых стержней (d_c) 16 и 20 мм. Основные размеры макетов приведены в табл. 1. Перед изготовлением макетов экспериментально определялись модули упругости при сжатии E_c использованных стеклопластиковых стержней.

Таблица 1

Диаметр стержня d_c , мм	Длина изоляционной части l_u , мм	Модуль упругости при сжатии $E_c \cdot 10^{-4}$, МПа	Гибкость		Момент инерции $J \cdot 10^9$, м ⁴	Критические силы		
			Фактическая λ	Предельная $\lambda_{\text{пр}}$		$P_{\text{крит.}, \text{нн}}$ кН	$P_{\text{крит.}, \text{нн}}$ кН	$P_{\text{крит.}, \text{внн}}$ кН
16	1004	5,2	125	25,5	3,217	6,55	6,49	5,52
20	990	5,1	99	24,8	7,854	16,13	15,93	13,85

Средние значения E_c также приведены в табл. 1.

Процедура испытаний макетов на продольную устойчивость при кратковременном приложении нагрузки состояла в следующем:

медленное (квазистатическое) увеличение нагрузки на макет до некоторого заданного значения P_c ;

измерение стрелы прогиба f ;

уменьшение нагрузки до нуля.

При каждой заданной нагрузке P_c на каждом макете производилось по шесть измерений стрелы прогиба.

При первичной обработке экспериментальных данных осуществлялось статическое оценивание полученных значений f . Проверка соответствия эмпирических функций распределения нормальному закону, проведенная путем вычисления уровней значимости по критериям согласия χ^2 (Пирсона), Колмогорова, $\eta\omega^2$ (Смирнова—Крамера—Мизеса) и W (Уилка—Шапиро), дала удовлетворительные результаты (табл. 2). На рис. 3 приведены зависимости усредненной по всем испытаниям стрелы прогиба f от силы сжатия P_c . Экспериментальные точки приведены с доверительными интервалами при надежности $Q = 0,95$.

Таблица 2

Диапазоны изменения уровня значимости при аппроксимации экспериментальных данных нормальным распределением, рассчитанные по критериям согласия

Колмогорова	χ^2	$\eta\omega^2$	W
0,37—0,92	0,22—0,64	0,20—0,45	0,23—0,57

Как видно из рис. 3, для ТСПИ на основе стеклопластиковых стержней марки СПП-ЭВ отсутствует прямолинейная форма устойчивого равновесия: при любом сжимающем усилии $P_c > 0$ стрела прогиба стержня отличается от нуля. Криволинейная форма устойчивого равновесия является особенностью, отличающей стержни из материалов с относительно малой сдвиговой упругостью, к которым относятся СПС. При некоторой силе P_c бифуркационные кривые СПС стремятся к бесконечности, т.е. исследуемые макеты теряют устойчивость. Эта сила называется критической при мгновенном нагружении (P_{kp}).

Критическая сила, приводящая к потере устойчивости прямолинейной формы равновесия упругих стержней, может быть определена по обобщенной формуле Эйлера [9]:

$$P_{kp} = \frac{\pi^2 E_c J}{(\mu l_c)^2}, \quad (1)$$

где E_c — модуль упругости материала стержня; J — момент инерции, который для стержня круглого сечения диаметром d_c и длиной l_c (рис. 1, б) вычисляется по формуле:

$$J = \frac{\pi d_c^4}{64}; \quad (2)$$

μ — коэффициент приведения длины, зависящий от способа закрепления концов стержня и составляющий 0,5 при их защемлении [9].

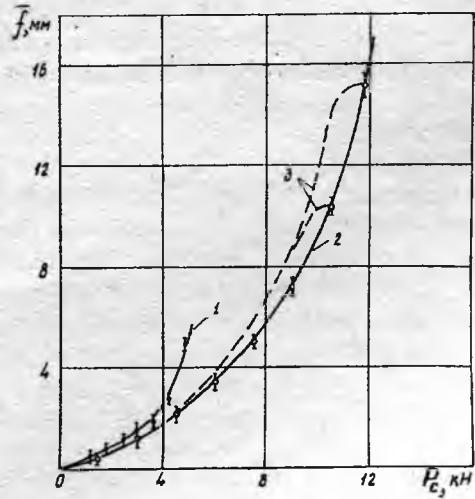


Рис. 3. Зависимости средней стрелы прогиба макетов ТСПИ с диаметрами стеклопластикового стержня 16 мм (1) и 20 мм (2). Штриховыми линиями (3) показана стрела прогиба изоляторов при сбросе нагрузки

При выводе (1) пренебрегали возможностью бифуркации положений равновесия сжатых стержней в результате сдвига. Учет этого явления неизбежно приводит к снижению рассчитанной мгновенной критической силы, которую можно найти из соотношения [4]:

$$P_{kp} = P_{kp,\infty} \left(1 + \frac{\pi^2 E_c}{\lambda^2 G} \right)^{-1}, \quad (3)$$

где k — коэффициент, зависящий от формы поперечного сечения стержня, $k = 1,11$ для круглых стержней [4]; G — модуль упругого сдвига (иначе — модуль сдвига вдоль волокон); λ — гибкость стержня;

$$\lambda = \mu l_c \frac{F}{J} = \frac{4 \mu l_c}{d_c}; \quad (4)$$

$F = 0,25 \pi d_c^2$ — площадь поперечного сечения.

Критические усилия по формулам (1)–(4) могут рассчитываться только в случае, если есть уверенность в том, что деформации стержней носят упругий характер. При исследовании СПС такой уверенности априори нет, так как однодиапазонный стеклопластик представляет собой композиционный материал, в котором наполнитель (армирующие стекловолокна) является упругим материалом, а связующее (полимерная матрица) — вязко-упругим [4, 14]. По этой причине практически невозможно использовать широко известное условие применимости формулы Эйлера [9, 10]:

$$\lambda \geq \sqrt{\frac{\pi^2 E_c}{\sigma_y}},$$

где σ_y — предел упругости однодиапазонного стеклопластика вдоль волокон.

В [4] в качестве косвенного критерия применимости (3) предлагается

$$\lambda > \lambda_{y, \text{пр}} = 3\sqrt{\pi \frac{kE_c}{G}}. \quad (5)$$

В табл. 1 приведены рассчитанные значения гибкости стержней испытуемых образцов λ и предельные по упругости гибкости стержней $\lambda_{y, \text{пр}}$ из использованного в опытах стеклопластика. При расчетах применялись предварительно экспериментально определенные значения модулей упругости E_c . Их значения хорошо согласуются с данными, приведенными в [4] для стеклопластика СПП-ЭВ. Поэтому в силу сложности проведения необходимых опытов [15] модуль сдвига не определялся — он был принят равным $G = 3,91 \text{ МПа}$ [4].

Из табл. 1 видно, что критерий (5) для испытуемых образцов удовлетворяется с большим запасом. Однако окончательный вывод о работе СПС в режиме упругого сжатия удается сделать только после экспериментов, в результате которых установлено, что после сброса нагрузки до нуля все стержни возвращались в исходное положение (рис. 3). Гистерезисный характер выпрямления СПС является типичным для полимерных материалов, которые, таким образом, обладают реономными свойствами [14—16]. Определенные опытным путем средние значения мгновенной критической силы отличаются от рассчитанных по формуле (3) не более чем на 15% и на 13% для образцов на основе стержней диаметром 16 и 20 мм соответственно. По-видимому, главной причиной таких расхождений является не совсем верное определение коэффициента приведения длины СПС. Как отмечается в [9,10], идеального защемления концов стержня на практике добиться невозможно. Следовательно, теоретически определенное для этого вида заделки значение $\mu=0,5$ является оптимистичной оценкой (оценкой снизу) коэффициента приведения. Реально всегда $\mu > 0,5$. Действительно, для того, чтобы добиться равенства эмпирического и расчетного значений $P_{\text{кр}}$, достаточно увеличить используемое для вычислений по формулам (3) и (4) значение μ на 5—10% (т.е. до 0,53—0,55).

Экспериментальные зависимости \bar{f} (в миллиметрах) от силы сжатия P_c (в килононтонах) хорошо аппроксимируются соотношением, структура которого совпадает с формулой для вычисления стрелы прогиба упругих стержней [4,9,10]:

$$\bar{f} = AP_c^B \exp(CP_c), \quad P_c \leq 0,85P_{\text{кр}}. \quad (6)$$

Значения коэффициентов A , B , C и их размерности приведены в табл. 3.

Таблица 3

Диаметр стержня d_c , мм	Коэффициенты		
	A , kN^{-B}	B	C , kN^{-1}
16	0,23	-0,14	0,65
20	0,38	0,52	0,20

Интересно отметить, что усредненное по всем опытам значение коэффициента вариации стрелы прогиба упругих стержней Δf_{30} для образцов из стержней диаметром 16 и 20 мм соотвественно составляет 0,13 и 0,08.

Это хорошо согласуется с данными о случайному рассеянию разрушающих напряжений при сжатии однонаправленных стеклопластиков на эпоксидном связующем. Таким образом, гибкость СПС не влияет на статистическое отклонение прогибов образцов от средней величины и, в основном, определяется разбросом прочностных характеристик стеклопластика. Кроме того, на разброс прогибов влияют несовершенство формы стержней, эллиптичность их поперечного сечения. Этим объясняется различие \bar{f} для стержней диаметром 20 и 16 мм — отношение размеров большой и малой полуосей поперечного сечения последних достигало 1,1.

При использовании для создания изоляционных конструкций полимерных вязкоупругих материалов необходимо учитывать их ползучесть, т.е. способность деформироваться во времени при неизменных нагрузках. Именно ползучесть является основной характеристикой, позволяющей оценить длительную продольную устойчивость стеклопластиковых стержней большой гибкости и, в итоге, определить несущую способность полимерных ИК, в которых используются СПС [4,14—16].

В силу множества трудноучитываемых свойств материала оценить с необходимой для практики точностью длительную ползучесть СПС расчетным путем не представляется возможным. Достоверные данные об изменении несущей способности стеклопластиковых стержней могут быть получены только экспериментально — либо постановкой массовых длительных (по времени не менее срока службы ТСПИ) опытов, дающих наиболее точные результаты, но экономически неэффективных и практически трудно реализуемых, либо использованием экспресс-методов, основанных на ускоренных испытаниях. Как показано в [16], для прогнозирования длительной ползучести полимерных материалов целесообразно применять один из экспресс-методов — метод аналогий (суперпозиций), состоящий в интенсификации факторов, влияющих на деформируемость и прочность и, таким образом, в ускорении релаксационных процессов и процессов разрушения.

Применительно к исследованию длительной ползучести макетов ТСПИ была реализована следующая процедура испытаний по методу аналогий:

наблюдение в течение 10% (в среднем) от срока эксплуатации ТСПИ (около 30 лет) за изменением стрелы прогиба макетов ТСПИ при различных, постоянных во времени, сжимающих нагрузках P_c ;

обобщение результатов наблюдения в виде зависимости $f_t = \phi(t)$ и прогнозирование прироста стрелы прогиба ТСПИ в течение срока службы изоляторов (Δf_{30});

принудительное увеличение стрелы прогиба макетов до \bar{f}_{30} ;

наблюдение за изменением стрелы прогиба как при нагрузке P_c и увеличенной стреле прогиба, так и после сброса нагрузки P_c ;

оценка продольной устойчивости макетов при стреле прогиба f_{30} и обратимости деформации СПС.

Испытания по этой процедуре проводились на тех же установках, что и ранее (рис. 2), однако сжимающая сила P_c в данном случае создавалась с помощью набора тарированных грузов. Под нагрузку были поставлены четыре группы макетов ТСПИ с диаметром СПС 20 мм. Каждая группа состояла из шести образцов, сжатых одинаковыми, неизменными во времени, силами. (Испытания макетов с $d_c=16$ мм длительным нагружением из-за их низкой несущей способности и вследствие этого нецелесообразности применения в ИК не проводились).

Выбор ступени нагружения для каждой группы образцов проводился с учетом данных о долговечности односторонних стеклопластиков при сжатии [4,8,15]. Известно, что длительная (30 лет и более) надежная работа СПС обеспечивается при максимальной эксплуатационной нагрузке 40–80% кратковременной разрушающей. Именно из этого диапазона в процентном

исчислении от $P_{kp}^{\text{эксп}}$ были выбраны силы сжатия для групп образцов (табл. 4).

Таблица 4

Группа образцов	Нагрузка P_c , кН	Начальный прогиб \bar{f}_0 , мм	Коэффициенты		Прирост прогиба за 30 лет Δf_{30} , мм
			α , мм/с	β , 1/с	
1	11,10	12,70	1,2742	0,5224	2,29
2	9,60	8,70	0,5100	0,4285	1,10
3	8,52	6,50	0,3230	0,5324	0,57
4	7,62	5,05	0,2083	0,3958	0,49

Результаты испытаний макетов ТСПИ при длительном (2,5–3,5 года) нагружении их постоянной во времени сжимающей нагрузкой приведены на рис. 4. Непосредственно после нагружения они имели среднюю мгновенную стрелу прогиба \bar{f}_0 (табл. 4, рис. 4, а). При увеличении времени приложения нагрузки t среднее значение стрелы прогиба \bar{f}_t для образцов каждой группы возрастает: чем больше P_c , тем быстрее увеличивается \bar{f} . В [4] показано, что колебания температуры влияют на прочностные свойства стеклопластиковых стержней, однако изменение их прочности в диапазоне температур от -60^0 С до $+100^0$ С носит обратимый характер. Этим объясняется волнообразный характер изменения зна-

чений \bar{f}_t , который наблюдается для всех групп образцов — изменение \bar{f}_t в целом повторяет изменение температуры в неотапливаемом помещении, где проводились испытания. Коэффициент вариации отдельных измерений \bar{S}_{ft} для групп образцов 1 и 2 (с большей нагрузкой) составляет 0,05–0,09, а для групп 3 и 4 — 0,09–0,12. Изменение значений \bar{S}_{ft} от времени не отмечено.

Усредненные кривые изменения \bar{f}_t во времени можно аппроксимировать выражением [16]:

$$\bar{f}_t = \bar{f}_0 + \Delta f_t = \bar{f}_0 + \frac{\alpha t k_t}{\beta t k_t + 1}, \quad (7)$$

где k_t — коэффициент времени.

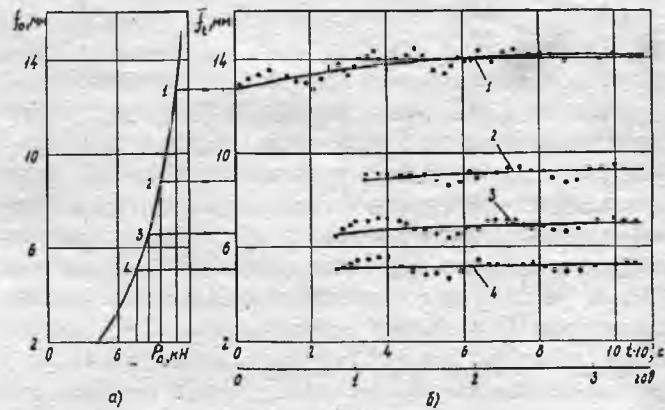


Рис. 4. Зависимости средней стрелы прогиба макетов ТСПИ от сжимающей силы P_c при кратковременном нагружении (а) и средних стрел прогиба от времени приложения сжимающей силы (б):

1 — $P_c = 11,1$ кН; 2 — 9,60; 3 — 8,52; 4 — 7,62

Значения коэффициентов α и β , определенные по методу наименьших квадратов [17], приведены в табл. 4. При измерении времени в секундах $k_t = 3,17 \cdot 10^{-8}$. При определении стрелы прогиба изоляторов в течение нормативного срока службы, исчисляемого десятками лет, удобнее измерять время годами. В этом случае $k_t = 1$.

Используя формулу (7), можно спрогнозировать среднюю стрелу прогиба изоляторов через 30 лет работы под нагрузкой. Значения прироста прогиба за 30 лет (Δf_{30}) для испытуемых образцов приведены в табл. 4. Следуя описанной процедуре испытаний, путем поперечного нажатия с силой P_p (рис. 2), создаваемого винтовым механизмом, стрелы прогибов были принудительно увеличены до значений \bar{f}_{30} . Например, для образцов первой группы, которые находились под постоянной нагрузкой $P_c = 11,1$ кН в течение 3,5 лет, стрела прогиба была увеличена на

$$\Delta f = \bar{f}_{30} - \bar{f}_3 = \Delta f_{30} - \Delta f_3 = 2,29 - 1,58 = 0,71 \text{ мм.}$$

После создания принудительного прогиба наблюдения за изменением стрелы прогиба макетов

ТСПИ были продолжены, их результаты приведены на рис. 5. Как видно из рис. 5, прогиб стержней некоторое время быстро возрастал, а затем (через 15–20 суток) стабилизировался и для наиболее нагруженных стержней группы 1 в течение дальнейших 80 суток практически сохранял характер увеличения, аналогичный наблюдавшему в первые три года. Таким образом, был сделан вывод о том, что даже наиболее нагруженные стержни находились в устойчивом состоянии. Аналогичные результаты дали испытания образцов группы 2, однако в этом случае стабилизация прироста прогиба на уровне первых лет под нагрузкой произошла в течение 7–10 суток.

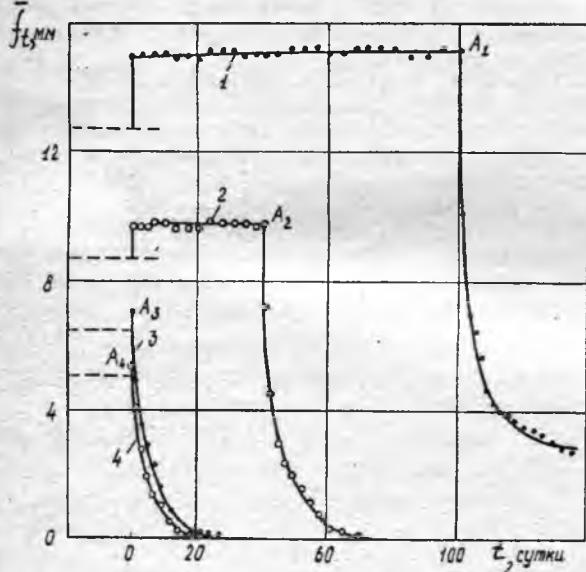


Рис. 5. Зависимости средней стрелы прогиба f_t макетов ТСПИ от времени приложения усилия сжатия после принудительного увеличения прогиба. Обозначения те же, что на рис. 4

Определив тенденции изменения стрелы прогиба после принудительного ее увеличения в момент времени, отмеченный на рис. 5 символом A_i (где i — номер группы), был произведен полный сброс нагрузок P_c и P_p и проведена регистрация восстановления стержнями прямолинейной формы.

Образцы групп 3 и 4 уже через 4–6 суток после сброса нагрузок практически полностью восстановили прямолинейную форму, т.е. остаточных деформаций у стержней этих групп не наблюдалось (рис. 5). У образцов группы 2 процесс восстановления прямолинейной формы завершился в среднем через 20 суток. Остаточная деформация образцов группы 1 через 30 суток после сброса нагрузок составляла 15–20% f_{30} при общей тенденции к ее стабилизации.

Дополнительно проведенные испытания также позволили установить, что потеря продольной устойчивости образцов группы 1 происходит при стреле прогиба $\Delta f_t = 2,35 \div 2,50$ мм, которая (с учетом температурных колебаний) может быть достигнута за время $t = 35 \div 40$ лет. Поэтому за основу для определения длительно допустимой (в течение нормативного срока службы ИК) нагрузки ТСПИ должна быть принята нагрузка образ-

цов группы 2, т.е. $P_c = 9,6$ кН. При этом, с учетом статистических характеристик прогиба изоляторов, количества параллельно работающих ТСПИ в изоляционной конструкции и заданной надежности работы изоляторов длительная безопасная нагрузка может быть оценена по формуле [17,18]:

$$P_{6, \text{н}} = P_c \left(1 - z_N \bar{S}_{ft} - \gamma_N z_Q \bar{S}_{ft} \right), \quad (8)$$

где z_N — коэффициент, учитывающий одновременную нагрузку в ИК N параллельно работающих изоляторов; z_Q — коэффициент, учитывающий уровень надежности Q работы изолятора; γ_N — коэффициент, учитывающий снижение коэффициента вариации системы из N параллельных изоляторов по сравнению с коэффициентом вариации одиночного изолятора \bar{S}_{ft} .

Как показано в [1,2], число изоляторов в одном ярусе ИК ферменного типа вплоть до номинального напряжения 1800–2000 кВ составляет не более 12. При этом максимальной нагрузке на сжатие подвергается не более половины изоляторов яруса, т.е. $N = 6$. Тогда значение коэффициентов составляет [18]: $z_N = 1,27$; $\gamma_N = 0,65$. Принимая надежность изолятора на уровне $Q = 0,95$, получаем $z_Q = 1,67$ [17,18].

Подставляя в (8) полученные значения коэффициентов и среднюю величину коэффициента вариации $\bar{S}_{ft} = 0,08$, определяем безопасную нагрузку:

$$P_{6, \text{н}} = 9,6 \cdot (1 - 1,27 \cdot 0,08 - 0,65 \cdot 1,67 \cdot 0,08) = 7,79 \text{ кН.}$$

Отсюда можно оценить необходимый коэффициент запаса тонкостержневых полимерных изоляторов, применяемых в ИК ферменного типа, по отношению к расчетному значению критической сжимающей силы при мгновенном нагружении:

$$K_3 = \frac{P_{\text{кр}}}{P_{6, \text{н}}} = \frac{15,93}{7,79} \approx 2,0.$$

Выводы

1. Для ТСПИ на основе стеклопластиковых стержней при их продольном сжатии отсутствует прямолинейная форма устойчивого равновесия.

2. Деформация стеклопластиковых стержней большой гибкости ($\lambda > 80$) при мгновенных сжимающих нагрузках вплоть до критических (приводящих к потере продольной устойчивости СПС) носит упругий характер, что позволяет рассчитывать мгновенные критические нагрузки по обобщенной формуле Эйлера с учетом явления упругого сдвига.

3. Использование экспресс-метода (метода аналогий) для исследования длительной ползучести СПС позволило определить максимально допустимое усилие сжатия стеклопластикового стержня, обеспечивающее надежную работу ТСПИ в течение нормативного срока их службы.

Коэффициент запаса длительной продольной устойчивости относительно мгновенной критической нагрузки составляет $K_3 = 2,0$.

Список литературы

1. Опорно-изоляционные конструкции аппаратов сверхвысокого напряжения на базе тонкостержневых полимерных изоляторов/ Г.Н.Александров, А.И.Афанасьев, Ю.И.Трифонов, Э.Н.Якунин//Энергетическое строительство. 1990. №8. С.30-34.
2. Комплекс электрооборудования наружной установки для работы в загрязненных и сейсмоопасных районах/Г.Н.Александров, А.И.Афанасьев, Ю.И.Трифонов, Э.Н.Якунин//Электротехника. 1992. № 3. С. 36-41.
3. Александров Г.И., Иванов В.Л. Стеклопластиковая изоляция линий электропередачи. Кишинев: Штиинца, 1983.
4. Полимерные материалы в устройствах контактной сети/В.Д.Потапов, Ю.И.Горшков, А.М.Лукьянов и др. М.: Транспорт, 1988.
5. Афанасьев А.И., Рыбаков В.Ф., Трифонов Ю.И. Электрическая прочность опорных изоляционных конструкций ОРУ в условиях загрязнения и увлажнения при напряжении промышленной частоты//Электротехника. 1991. №7. С. 17-24.
6. Афанасьев А.И. Электрическая прочность полимерных изоляционных конструкций ферменного типа при импульсах перенапряжений// Электротехника. N 1991. № 8. С.9-13.
7. Потапов В.Д., Лукьянов А.М. Исследование прочности стеклопластиковых стержней при растяжении и сжатии// Электротехническая промышленность. Сер. Электротехнические материалы. М.: Информэлектро. 1980. № 12(125). С.6-8.
8. Ползучесть и долговечность однонаправленных стеклопластиков, используемых в полимерных изоляторах/ В.Д.Потапов, А.М.Лукьянов, М.Ю.Жаринов, С.А.Ступников //Электротехническая промышленность. Сер.Электротехнические материалы. М.: Информэлектро. 1983. № 3 (152). С.16-18.
9. Беляев Н.М. Сопротивление материалов. М.: Гостехиздат, 1953.
10. Раевский А.Н. Основы расчета сооружений на устойчивость. М.:Высшая школа, 1962.
11. Немец Я.К., Серенсен С.В., Стреляев В.С. Прочность пластмасс.М.: Машиностроение, 1970.
12. Монтаж оконцевателей полимерных изоляторов/В.И.Горячко, В.И.Ирхин, Н.К.Петров, Э.П.Соловьев //Энергетическое строительство. 1984. № 10. С. 66-68.
13. Технические условия. Стеклопластик профильный марки СПП-ЭИ и СПП-ЭВ. ТУ16-503.210-83. М.: Изд-во стандартов, 1983.
14. Малмайстер А.К., Тамуж В.П., Тетерс Г.А. Сопротивление полимерных и композитных материалов. Рига: Зинатне, 1980.
15. Скудра А.М., Булавс Ф.Я., Роценс К.А. Ползучесть и статистическая усталость армированных пластиков. Рига: Зинатне, 1971.
16. Уржумцев Ю.С. Прогнозирование длительного сопротивления полимерных материалов. М.: Наука, 1982.
17. Шор Я.Б. Статистические методы анализа и контроля качества и надежности. М.: Советское радио, 1962.
18. Хаушильд В., Мош В. Статистика для электротехников в приложении к технике высоких напряжений. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989.

Поступила 23.09.93

УДК 621.316.5.027.3.048.004.6

ГАЗОВАЯ ХРОМАТОГРАФИЯ В ДИАГНОСТИКЕ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ОБОРУДОВАНИЯ

В.Г.АРАКЕЛЯН, канд.хим.наук

ВЭИ

По мере развития электроэнергетики и освоения более высоких классов напряжения возрастают требования к контролю состояния изоляционных сред, применяемых в электрооборудовании как традиционного исполнения масляной и бумажно-масляной изоляцией, так и с газовой изоляцией на основе электрически прочных газов. Необходимость аналитического контроля и на его основе диагностики состояния изоляции, а также контроля экологического влияния электрооборудования явилась причиной привлечения к задачам электротехники и электроэнергетики метода газовой хроматографии.

В настоящее время прослеживаются следующие основные направления использования газовой хроматографии в высоковольтной электротехнике и энергетике:

анализ изоляционной среды элегазового оборудования для оценки соответствия нормативам

качества и диагностики состояния ответственных элементов элегазовых коммутационных аппаратов;

анализ низших фторидов серы — продуктов разложения элегаза под действием электрических разрядов — для контроля процессов разложения в элегазовом оборудовании;

анализ воздуха на содержание шестифтористой серы для решения экологических и санитарно-технических задач элегазовой электротехники и для оперативного определения нормативного показателя утечки;

анализ изоляционных жидкостей на содержание элегаза с целью подтверждения правильности конструкторских решений для оборудования, использующего оба типа изоляции;

анализ газов в изоляционных жидкостях для диагностики состояния изоляции, определения качества изделий и раннего выявления развива-

ющеся дефекта;

анализ фурфурола в изоляционных маслах трансформаторов, реакторов и вводов с целью определения состояния твердой изоляции;

а также ряд других направлений (диагностика генераторов, анализ хлорированных бифенилов, диоксинов и бензофuranов в изоляционных жидкостях), весьма важных, но не нашедших пока своего практического применения на предприятиях электроэнергетики.

В статье описаны методы газохроматографического анализа, используемые во Всероссийском электротехническом институте. Все приведенные методы анализа отработаны на хроматографах HP 5840 фирмы Хьюллетт-Паккард.

Анализ изоляционной среды в элегазовом оборудовании. Это направление исследования возникло одновременно с рождением элегазового электротехнического оборудования, использующего в качестве основной изоляции шестифтористую серу SF_6 (техническое название — элегаз). Ее высокая электрическая прочность и дугогасящая способность, сочетающиеся с удобными для использования физическими свойствами, определили развитие нового класса газонаполненных высоковольтных электротехнических аппаратов и их комплексов: кабелей, трансформаторов, вводов, выключателей, распределительных устройств и специальных приборов. Контроль качества элегаза в них необходим как при заводских испытаниях, так и в эксплуатации.

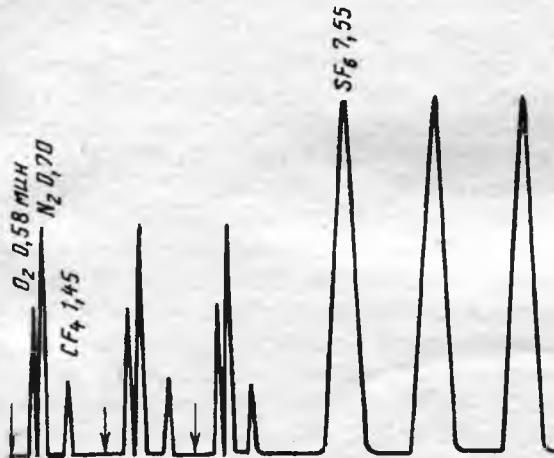


Рис. 1. Хроматограмма анализа элегаза в изотермическом режиме; колонка $200 \times 0,3$ см, NaX 0,25—0,4 мм, 33 мл/мин He , $120^{\circ}C$; тренировка колонки: $300-350^{\circ}C$ не менее 3 ч.

Технические требования к элегазу для электротехнических целей, так же как и рекомендации по методам анализа, сформулированы Международной Электротехнической Комиссией. В частности, для контроля примеси воздуха и четырехфтористого углерода предписывается газохроматографический анализ, использующий в качестве детектора катарометр. Для хроматографического разделения применяется синтетический цеолит NaX , традиционно применяемый для разделения пары кислород-азот. Шестифтористая сера имеет большой объем удерживания на этом адсорбенте. Для сокращения времени анализа

повышают температуру анализа в изотермическом режиме (в области полного разделения кислорода и азота) или в режиме ее программирования.

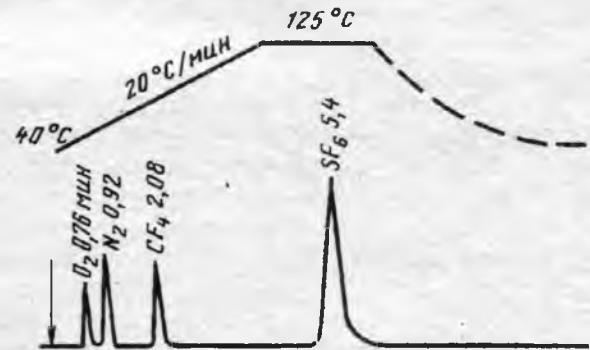


Рис. 2. Анализ элегаза в режиме программирования температуры; колонка $200 \times 0,3$ см, NaX 0,25—0,4 мм, 33 мл/мин He ; тренировка колонки: $180-200^{\circ}C$

При температуре $125^{\circ}C$ на колонке, заполненной хорошо просушенным при $300-350^{\circ}C$ цеолитом NaX , анализ элегаза может быть завершен за 9 мин [1]. Последовательное введение трех проб с интервалом приблизительно 140 с позволяет осуществить три анализа за 13 мин (рис. 1).

Метод 1. Условия анализа:

Колонка: н/с $200 \times 0,3$ см, NaX 0,25—0,4 мм.

Температура колонки: $125^{\circ}C$.

Газ-носитель: гелий, 33 мл/мин.

Детектор: катарометр, $125^{\circ}C$.

Объем пробы: 0,1 мл.

Тренировка колонки: $300-350^{\circ}C$, 8—3 ч.

Режим программирования температуры позволяет осуществить разделение кислорода и азота при более низкой начальной температуре, что снижает требования к просушке цеолита, а за счет подъема температуры сократить время выхода шестифтористой серы (рис. 2). Правда, экономии времени практически не получается, так как требуется дополнительное время на охлаждение термостата хроматографа до начальной температуры, и, чем ниже начальная температура, тем больше эти потери времени. Однако в режиме программирования, как правило, нет проблем с разделением кислорода и азота и не возникает необходимости повторного просушивания цеолита.

Метод 2. Условия анализа:

Колонка: н/с $200 \times 0,3$ см, NaX 0,25—0,4 мм.

Температура колонки: $40^{\circ}C$, $20^{\circ}C/\text{мин}$, $125^{\circ}C$.

Газ-носитель: гелий, 33 мл/мин.

Детектор: катарометр, $125^{\circ}C$.

Объем пробы: 0,1 мл.

Тренировка колонки: $180-200^{\circ}C$, 3 ч.

Расчет содержания примесей в элегазе осуществляется методом нормировки с использованием поправочных коэффициентов. Первичная калибровка выполняется по приготовленной смеси га-

зов, последующие — по аттестованной смеси. Средняя ошибка определения кислорода, азота и четырехфтористого углерода — 1,5%. Минимально определяемая концентрация на уровне 0,003%-мас. для кислорода и азота и 0,013%-мас. для четырехфтористого углерода вполне приемлема для этого анализа.

Метод анализа кислорода, азота и четырехфтористого углерода в элегазе широко применяется на всех стадиях использования элегаза в электротехнике: для анализа товарного элегаза, для анализа элегаза из электрооборудования при подготовке к эксплуатации с целью определения соответствия качества элегаза установленным нормативам, для анализа с целью контроля процесса очистки элегаза от легких примесей (воздуха, азота), а также для анализа состава смесей элегаза с азотом, используемых в качестве изоляционной среды.

Этот метод анализа нашел еще одно применение при разработке способа диагностики состояния горловины сопла элегазового выключателя [2]. Выполненный из фторопластика или графита сопло формирует поток элегаза, обдувающий электрическую дугу, горящую на разводимых контактах. Высокая температура, излучение и химическое воздействие среды приводят к "выгоранию" горловины сопла, сопровождающееся накоплением в объеме выключателя четырехфтористого углерода, образующегося за счет фторирования углерода или фторопластика. При определенном износе сопла формируемый им газовый поток не может приостановить горение дуги, и отключения не происходит. Газохроматографический анализ позволяет без вскрытия аппарата определить износ сопла по изменению концентрации CF_4 .

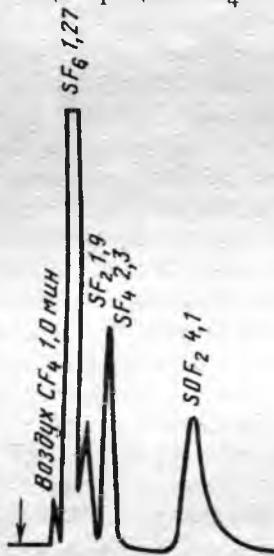


Рис. 3. Анализ низших фторидов серы в элегазе на ФС-303

Анализ фторидов серы. Развитие элегазового электротехнического аппаростроения обусловило необходимость исследования поведения шестифтористой серы в электрических полях и под действием разрядов для решения практических задач по стойкости конструкционных материалов и выбору поглотителей. Под действием разрядов шестифтористая сера распадается с образованием

низших фторидов серы: четырехфтористой и двухфтористой. Причиной образования этих соединений является как наличие примесей в самом элегазе, так и образование примесей в виде паров металла из электродов. Часть диссоциировавшего фтора связывается примесями, и процессы рекомбинации осколков молекулы SF_6 (в чистых условиях приводящие к образованию SF_6) при некоторой нехватке фтора приводят к образованию неполностью фторированных соединений серы, являющихся не только реакционноспособными, но и ядовитыми веществами.

Разделение двухфтористой серы, четырехфтористой серы и фтористого тионола, являющегося, главным образом, продуктом гидролиза четырехфтористой серы, выполняется на отечественной фторсиликоновой жидкой фазе ФС-303 [1] (рис. 3). В качестве твердого носителя используются фторированные хромосорбы и хроматоны [3]. Обработанные четырехфтористой серой при повышенной температуре, эти носители (с обозначением F) обладают незначительными адсорбционными эффектами.

Метод 3. Условия анализа:

Колонка: н / с 280 × 0,5 см, ФС-303 33,4 (от массы сорбента) на хроматоне F, 45-60 меш.

Температура колонки: 20-22°C.

Газ-носитель: гелий, 50 мл/мин.

Детектор: катарометр, 125°C.

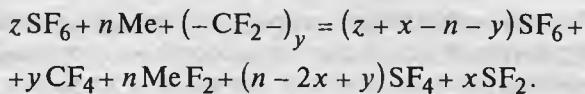
Объем пробы: 1 мл.

Расчет хроматограмм осуществляется методом нормировки. Поправочные коэффициенты близки к единице и не учитываются. Средняя относительная ошибка определения компонентов — 5,5%. Минимально определяемая концентрация двух- и четырехфтористой серы 0,05% и фтористого тионила 0,1%.

На основе этой методики выполнено изучение путей и степени разложения шестифтористой серы в электрических разрядах [4], исследование коррозионной стойкости конструкционных материалов [5-10] и адсорбционной способности поглотителей. Методика используется также для оценки эффективности поглощения продуктов разложения в коммутационных аппаратах после акта коммутации.

Располагая методами анализа четырехфтористого углерода и низших фторидов серы, можно осуществить расчет износа контактов коммутационного аппарата, не оснащенного фильтрами-поглотителями, как например, при испытаниях экспериментальных образцов. Как правило, в состав дугоприемных электродов входит вольфрам, способный образовать при фторировании летучее соединение WF_6 . Однако, если это соединение и образуется, то в атмосфере выключателя не сохраняется, гидролизуясь или производя фторирующее действие. Поэтому прямое определение износа контактов по WF_6 проблематично.

Уравнение химической реакции (брутто уравнение) с учетом фторирования фторопластика можно записать как



Исходя из этого уравнения, по измеренным (в %-мас.) концентрациям SF_2 и SF_4 , а также по приросту концентрации CF_4 можно определить число образовавшихся моделей этих компонентов:

$$\text{для } \text{CF}_4 (\text{MB 88}) \quad y = \frac{\Delta C_{\text{CF}_4} m \cdot 1000}{100 \cdot 88};$$

$$\text{для } \text{SF}_4 (\text{MB 108}) \quad n - 2x + y = \frac{C_{\text{SF}_4} m \cdot 1000}{100 \cdot 108};$$

$$\text{для } \text{SF}_2 (\text{MB 70}) \quad x = \frac{C_{\text{SF}_2} m \cdot 1000}{100 \cdot 70},$$

где m — масса элегаза в выключателе, кг.

Отсюда число молей металла, вовлеченного в процесс дугогашения

$$n = \left(\frac{C_{\text{SF}_4}}{108} + 2 \frac{C_{\text{SF}_2}}{70} - \frac{\Delta C_{\text{CF}_4}}{88} \right) \cdot 10m$$

и потеря массы контактов (износ) в граммах

$$Q_{\kappa} = n \text{MB}_{\text{ср}},$$

где $\text{MB}_{\text{ср}}$ — средняя молекулярная масса металла (сплава).

Таким образом, на основании анализа ряда проб элегаза из выключателя, который для этого исследования не был оснащен адсорбционными фильтрами-поглотителями, представляется возможным без вскрытия аппарата получить сведения о величине износа дугогасительных контактов.

Анализ элегаза в воздухе. Шестифтористая сера является результатом техногенной деятельности человека. Ее фоновое содержание в атмосфере достигло значения $0,3 \cdot 10^{-10}$ %-об. И хотя шестифтористая сера безвредна, последствия ее накопления в атмосфере пока не определены. Благодаря высокому содержанию фтора в молекуле, шестифтористая сера является исключительно благоприятным объектом для электронно-захватного детектора (ЭЗД), который способен зарегистрировать 10^{-14} г этого соединения. В связи с этим, элегаз — одно из распространенных веществ-трассеров, используемых для исследования движения воздушных масс в атмосфере, рассеяния технологических выбросов и т.п. В области электротехники и энергетики анализ элегаза в воздухе направлен на контроль за его утечками из аппаратов, на контроль воздуха производственных помещений или вентиляционных выхлопов.

Хроматографическое определение содержания шестифтористой серы в воздухе [11] требует разделения этого соединения с кислородом, который также дает сигнал в ЭЗД. Разделение выполняется на молекулярных ситах в двух вариантах. На ситах NaA шестифтористая сера выходит из колонки после кислорода. Размытый хвост пика

кислорода несколько мешает определению, и минимально определяемая концентрация при величине пробы воздуха 0,5 мл составляет $10 \cdot 10^{-10}$ %-об., что соответствует $3 \cdot 10^{-14}$ г SF_6 . На ситах NaA шестифтористая сера элюируется узким пиком как несорбирующийся компонент, так как размер ее молекулы больше размера ячейки цеолита NaA . Поэтому удается достичь значения минимально определяемой концентрации на уровне 10^{-10} %-об. из пробы воздуха 2 мл ($\sim 1,2 \cdot 10^{-14}$ г SF_6). Однако во втором варианте определению шестифтористой серы могут мешать другие несорбирующиеся компоненты, например, водород и гелий. Чувствительность ЭЗД к этим компонентам в 300—900 млн.раз меньше, чем к шестифтористой сере, и фоновые концентрации водорода и гелия в атмосферном воздухе не создают помех определению SF_6 . Вместе с тем присутствие их в атмосфере хроматографических лабораторий может имитировать наличие следов шестифтористой серы.

Для решения задач определения следовой концентрации на уровне, приближающемся к естественному фону, предпочтителен второй вариант, обеспечивающий максимальную чувствительность.

Метод 4. Условия анализа:

Колонка: н/с $150 \times 0,25$ см, NaA 60—80 меш.

Температура колонки: 70°C , 24 с, $30^{\circ}\text{C}/\text{мин}$, 150°C .

Газ-носитель: аргон, 40 мл/мин, очищен от воды и кислорода.

Детектор: ЭЗД, 150°C .

Объем пробы: 2 мл.

Минимально определяемая концентрация: $1 \cdot 10^{-10}$ %-об. SF_6 .

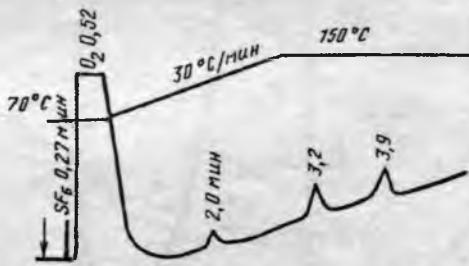


Рис. 4. Хроматограмма анализа шестифтористой серы в воздухе на цеолите NaA

Хроматограмма приведена на рис. 4. Программирование температуры колонки введено для обеспечения лучшей воспроизводимости анализа. Сорбируемые цеолитом компоненты воздуха вносятся в колонку как с газом-носителем, так и с вводимой пробой и влияют на нулевую линию и чувствительность детектора. Программирование температуры увеличивает время анализа, но при этом обеспечивает надежную воспроизводимость. Выполнению анализа предшествует многодневная тренировка колонки и детектора при 350°C . Получение результатов на уровне 10^{-10} %-об. требует тщательной защиты пробы воздуха от загрязнений в процессе подготовки ее к анализу [11].

Расчет хроматограмм осуществляют на основании абсолютной калибровки. Единственный надежный путь получения концентрации газообразного вещества на уровне триллионных долей — это метод экспоненциального разбавления, широко применяемый для калибровки высокочувствительных детекторов. На таком уровне концентрации резко возрастает влияние адсорбционных явлений. Тем не менее, удается довести корректность калибровки до значения $2 \cdot 10^{-10}\%$ -об. Для повышения точности анализа не следует ориентироваться на принятый линейный динамический диапазон ЭЗД, а использовать переменный поправочный коэффициент в зависимости от полученной в анализе площади пика шестифтористой серы, вводя поправки на температуру и давление как при калибровке, так и при выполнении анализа.

При снижении требования к минимально определяемой концентрации анализ упрощается, и можно воспользоваться также и вариантом анализа шестифтористой серы на цеолите NaX [12].

Метод 5. Условия анализа:

Колонка: н/с $93 \times 0,25$ см, NaX 60—80 меш.

Температура колонки: 185°C .

Газ-носитель: аргон, 40 мл/мин, очищен от воды и кислорода.

Детектор: ЭЗД, 250°C .

Объем пробы: 0,5 мл.

Минимально определяемая концентрация: $10^{-9}\%$ -об.

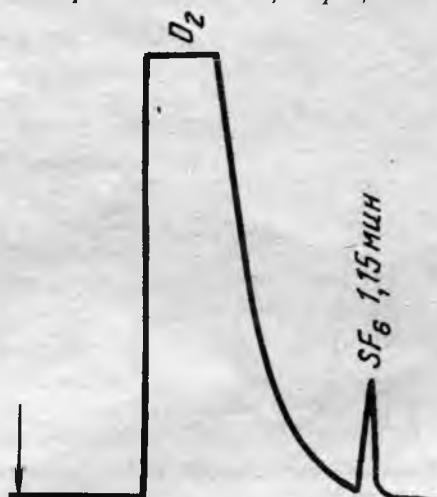


Рис. 5. Хроматограмма анализа шестифтористой серы в воздухе на цеолите NaX

Хроматограмма анализа приведена на рис. 5. Расчет хроматограмм осуществляется на основании абсолютной калибровки, выполняемой также методом экспоненциального разбавления. Выполнению анализа предшествует длительная тренировка колонки и детектора при 350°C .

Метод анализа элегаза в воздухе применяется для оперативного определения утечки из элегазовых аппаратов [12]. Нормативное значение утечки не превышает 1%/год, и у предприятий-изготовителей элегазового оборудования возникают проблемы с определением этого норматива

при заводских испытаниях. Применение газохроматографического анализа элегаза в воздухе полностью снимает эту проблему. Метод 5 позволяет определить за 1 ч утечку элегаза на уровне 0,1%/год.

Анализ элегаза в изоляционных жидкостях. Создание электротехнического оборудования с использованием как бумажно-масляной, так и элегазовой изоляции в одном аппарате, несмотря на принятие соответствующих мер по реконструированию оборудования, направленных на предотвращение проникновения элегаза в жидкую изоляцию, поставило задачу определения присутствия элегаза в трансформаторном масле [13] или другой изоляционной жидкости.

Анализ выполняется по методу 5*. Располагая таким чувствительным методом анализа, определение элегаза в изоляционной жидкости можно выполнить в виде анализа "равновесной газовой фазы", т.е. посредством анализа газа, например, барботирующего через изоляционную жидкость.

Для равновесного процесса текущая концентрация в газовой фазе $C_{\text{г}}^t$ связана с начальной концентрацией в жидкой фазе $C_{\text{ж}}^0$ уравнением

$$C_{\text{г}}^t = \frac{C_{\text{ж}}^0}{K} e^{-\frac{Ft}{KV_{\text{ж}}}},$$

где K — коэффициент распределения, равный $C_{\text{ж}}/C_{\text{г}}$; F — поток газа; $V_{\text{ж}}$ — объем жидкой фазы; t — текущее время.

Если процесс неравновесный, каковым является простой барботаж, то коэффициент распределения принимает некоторое фиктивное значение. Тем не менее, получение серии значений $C_{\text{г}}^t$ позволяет в общем виде рассчитать коэффициенты экспоненциального уравнения

$$C_{\text{г}}^t = A \exp(-Bt)$$

и по ним определить исходную концентрацию компонента в жидкости

$$C_{\text{ж}}^0 = \frac{AF}{BV_{\text{ж}}}.$$

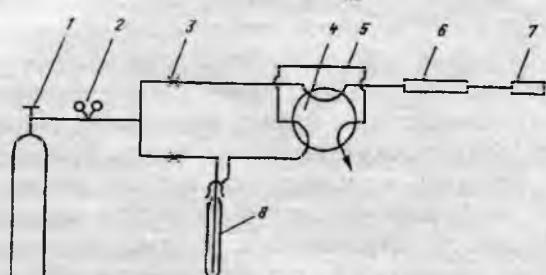


Рис. 6. Схема установки для анализа элегаза в изоляционной жидкости:

1 — баллон с аргоном; 2 — редуктор; 3 — система газообеспечения хроматографа; 4 — кран-дозатор хроматографа; 5 — петля крана-дозатора (доза); 6 — хроматографическая колонка; 7 — детектор электронного захвата; 8 — барботер

Схема выполнения этого определения приведена на рис. 6. Барботер представляет собой узкую пробирку, в которую помещается 5 мл исследуемой жидкости. Соблюдая ограничения скорости барботирующего потока и объема газового пространства над исследуемой жидкостью, можно при чувствительности хроматографа 3·10⁻⁹%-об. достичь минимально определяемой концентрации 7·10⁻⁶%-об. (70 мкл SF₆ на кубометр жидкости).

Анализ газов в трансформаторном масле для диагностики трансформаторов, реакторов и вводов. Из-за дефекта изоляции (масло, бумага-масло) разлагаются углеводороды масла и углеводороды бумаги с образованием легких газов: H₂, CO, CO₂, CH₄, C₂H₂, C₂H₄, C₂H₆ и углеводородов C₃ и C₄. Кроме того, в трансформаторном масле растворены постоянные газы: кислород и азот. Применение газовой хроматографии для анализа растворенных в трансформаторном масле газов позволило дать количественную оценку каждой из составляющих и проследить за их изменением во время эксплуатации маслонаполненного оборудования.

Образование газов имеет место и в бездефектном оборудовании, но наличие дефекта определяет специфику этого газовыделения. На основе анализа газов разработаны диагностические схемы, способные дать четкие указания на вид дефекта и темпы его развития. А поскольку речь идет об уникальном высоковольтном оборудовании огромной мощности, аварии которого могут приводить к крупным пожарам, дорогостоящим ремонтам и большим потерям за счет недопоставки электроэнергии, то надежность и точность анализа, определяющего точность постановки диагноза и дальнейшую судьбу оборудования, приобретают особую значимость.

Определение содержания растворенных в масле газов всегда выполняется в виде анализа газовой фазы над трансформаторным маслом и неизбежно связано с некоторыми потерями определяемых компонентов при извлечении и транспортировке. Для увеличения чувствительности метода необходимо по возможности полно выделить анализируемые компоненты из жидкости и полностью направить их на анализ. Для этого следует сместить равновесие в сторону увеличения концентрации компонентов в газовой фазе и создать условия для достижения этого равновесного состояния. Распределение компонентов в газовой и жидкой фазах характеризуется коэффициентом распределения K. Обозначив отношение извлеченного в газовую фазу количества примеси к его начальному количеству коэффициентом извлечения $K_{\text{изв}} = m_{\text{г}}/m_0$ и исходя из определения коэффициента распределения $K = C_{\text{ж}}/C_{\text{г}}$ и массового баланса примеси

$$m_0 = m_{\text{г}} + m_{\text{ж}};$$

$$V_{\text{м}} C_0 = V_{\text{г}} C_{\text{г}} + V_{\text{м}} C_{\text{ж}},$$

получаем простое выражение взаимосвязи ос-

новных параметров для процесса распределения между фазами

$$K_{\text{изв}} = \frac{1}{K \frac{V_{\text{м}}}{V_{\text{г}}} + 1},$$

где m_0 , $m_{\text{г}}$, $m_{\text{ж}}$ — масса примеси до распределения и после — в газовой и жидкой фазах; C_0 , $C_{\text{г}}$, $C_{\text{ж}}$ — концентрация, соответственно; $V_{\text{м}}$, $V_{\text{г}}$ — объем жидкой и газовой фаз.

Из полученного выражения следует, что для увеличения коэффициента извлечения надо стремиться к уменьшению коэффициента распределения и увеличению объема газового пространства над маслом.

Для всех упомянутых газов, кроме водорода, увеличение температуры приводит к снижению коэффициента распределения и, кроме того, способствует интенсификации массообмена. Увеличение газового пространства, увеличивая извлечение, в то же самое время приводит к снижению концентрации интересующего компонента в газовой фазе. Чтобы полно, в концентрированном виде и малым объемом выделенные газы ввести в хроматографическую колонку, необходимо использовать вакуум (который сам по себе не изменяет коэффициента распределения, но способствует интенсификации массообмена за счет "вспышки") и последующую его компенсацию газом-носителем, что обеспечит сбор всех выделенных газов, их многократное сжатие и доставку в малый объем пробоотборного устройства. Таким способом удается, с одной стороны, осуществить выделение газов в сравнительно большой объем (для повышения коэффициента извлечения) и, с другой, создать условия для эффективного введения пробы малого объема, используя при этом все выделенное количество.

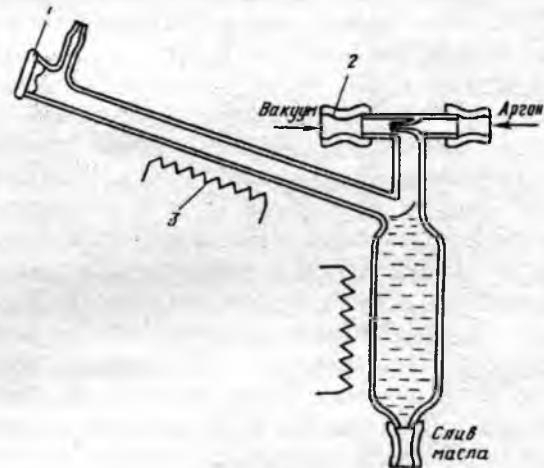


Рис. 7. Приставка к хроматографу для выделения растворенных газов из изоляционных жидкостей:

1 — резиновая мембрана; 2 — зажим; 3 — электрообогрев

Эти принципы реализованы в приставке к хроматографу (рис. 7), предназначеннной для выделения газов из изоляционных жидкостей [14—16]. В ней используются повышенная температура (115°C) для смещения равновесия и интенсификации его достижения, вакуум и его компен-

Эффективность извлечения компонентов из трансформаторного масла с помощью приставки (рис. 7).

Газы	H ₂	CH ₄	CO	CO ₂	C ₂ H ₄	C ₂ H ₆	C ₂ H ₂	C ₃ H ₆	C ₃ H ₈	C ₄ H ₁₀
<i>K</i>	0,089	0,24	0,091	1,0	1,58	2,09	3,31	8,51	18,62	162,2
<i>K_{изв}</i>	0,996	0,989	0,996	0,957	0,934	0,915	0,872	0,75	0,60	0,122

сация газом-носителем. Приставка выполняется из стекла. Узел крепления мембранны и все соединения должны быть выполнены так, чтобы не образовываться непроподуваемых пространств. Транспортировка выделенных газов осуществляется газом-носителем из дополнительной линии с давлением, точно соответствующим давлению на входе в колонку. Перекрытие ходов выполняется зажимами на вакуумных шлангах диаметром 9 или 12 мм.

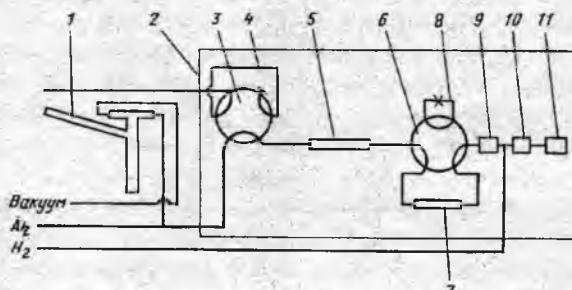


Рис. 8. Схема хроматографического анализа газов, растворенных в изоляционной жидкости:

1 — узел выделения газов из масла; 2 — хроматограф; 3 — кран-дозатор; 4 — петля крана-дозатора; 5 — колонка с поропаком N; 6 — кран-переключатель; 7 — колонка с цеолитом NaX; 8 — байпасная линия с сопротивлением; 9 — катарометр; 10 — метанатор; 11 — пламенно-ионизационный детектор

Проба масла вводится в отвакуумированную (300—600 Па) приставку медицинским шприцем, в котором эта проба и доставляется на анализ. Масло стекает по наклонному обогреваемому каналу в виде тонкой пленки, что обеспечивает интенсивный массообмен и резкое изменение соотношения V_m/V_g . В примененной конструкции объем газового пространства (вместе с коммуникациями к пробоотборному крану и его петлей) приблизительно равен объему вводимой пробы. Однако отношение V_m/V_g в приведенной формуле соответствует отношению площади сечения жидкости и газа в обогреваемом канале и приближается к значению 0,03 (а не 1). Все это создает благоприятные условия для глубокого извлечения растворенных газообразных компонентов из изоляционных жидкостей. В таблице приведены значения *K* и *K_{изв}* для интересующих газов.

Из таблицы видно, что созданные условия позволяют обеспечить очень высокое извлечение газов, и даже бутан имеет выход 12%.

Хроматографический анализ выделенных компонентов выполняется по схеме Хьюлетт-Паккард с небольшими дополнениями. Хроматограф оснащен двумя детекторами, двумя колонками (поропак N и цеолит NaX) и метанатором (рис. 8). Газы из петли дозатора попадают на ко-

лонку с пористым полимером. Постоянные газы, водород CO и метан не удерживаются на этой колонке, переносятся газом-носителем аргоном в колонку с молекулярным ситом, где происходит их разделение, и затем детектируются. После этого кран-переключатель включает байпасную линию, так что CO₂ и углеводороды, разделенные на первой колонке в режиме программирования температуры, минуя вторую колонку, поступают на детектирование. Водород, кислород и азот регистрируются катарометром, все остальные — пламенно-ионизационным детектором (ПИД). Для этого между детекторами устанавливается каталитическая печь (метанатор), назначение которой превратить CO и CO₂ в метан, а непредельные — в предельные. Метанатор представляет собой трубку из нержавеющей стали, заполненную никелевым катализатором гидрирования с высотой слоя 2,5 см при 350°C. Таким образом, используемая схема позволяет с высокой чувствительностью зарегистрировать:

водород — за счет применения аргона в качестве газа-носителя;

CO, CO₂ — за счет применения метанатора с последующей регистрацией ПИД;

углеводороды — за счет применения ПИД.

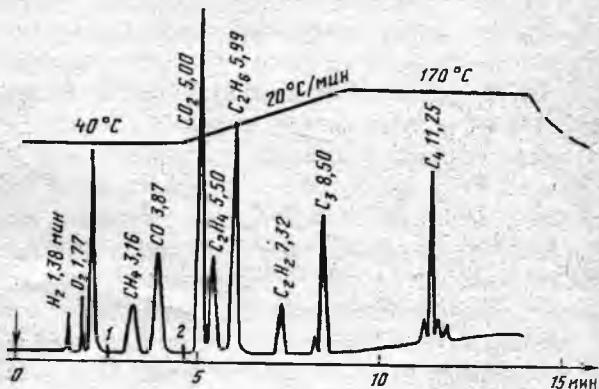


Рис. 9. Хроматограмма анализа газов, выделенных из изоляционной жидкости:

1 — момент включения ПИД; 2 — момент байпасирования колонки с цеолитом

Хроматограмма анализа приведена на рис. 9.

Метод 6. Условия анализа:

Колонки: н/с 20×0,25 см, поропак N 80—100 меш.; н/с 200×0,25 см, поропак N 80—100 меш; н/с 50×0,25 см, NaX 45—60 меш.

Температура колонки: 350°C, 4 мин, 20°C/мин, 170°C.

Газ-носитель: аргон, 22,5 мл/мин, очищен от воды и кислорода.

Детекторы: катарометр, 170°C; ПИД, 250°C.

Температура метанатора: 350°C.

Объем петли дозатора: 1 мл.

Объем пробы масла: 7–10 мл.

Минимально определяемая концентрация: O₂, N₂ — 50 мкл/л, H₂, CO, CO₂, углеводороды — 1 мкл/л.

Первичная подготовка колонок сводится к двухчасовому прогреву: колонки NaX — при 350°C, а поропака — при 200°C. В процессе работы поропак постепенно отрабатывается, в связи с чем и устанавливается форколонка для обеспечения возможности замены отработанной части.

Хроматограммы рассчитываются на основе абсолютной калибровки. Калибровка выполняется посредством анализа приготовленного непосредственно в медицинском цельностеклянном шприце раствора заданного компонента в изоляционной жидкости. Оперативная калибровка может быть сведена к анализу раствора водорода — для компонентов на катарометре, метана — для компонентов на ПИД, кроме CO и CO₂, и углекислого газа — для CO и CO₂ и оценки степени превращения в метанаторе.

Назначение данного анализа — диагностика маслонаполненного оборудования: трансформаторов, реакторов, вводов, конденсаторов. Тип изоляционной жидкости не имеет значения для анализа, если она обладает небольшой летучестью. Методика была использована для исследования разложения различных изоляционных жидкостей под действием электрических разрядов, тепла и ультразвука [17]. Следует помнить, что попадание в анализ серосодержащих соединений приводит к отравлению никелевого катализатора.

В последнее время появилось большое количество типов медицинских шприцев. Не все из них пригодны для использования в качестве пробоотборников из-за потери водорода (для других газов это не так существенно). Например, одноразовые шприцы совершенно непригодны для этой цели. Для остальных шприцев может быть введена поправка на время хранения в них проб масла

$$\ln C_0 = \ln C_t + \alpha t,$$

где C₀ — концентрация водорода в оборудовании (при отборе пробы); C_t — концентрация, зафиксированная в анализе (через время t); α — коэффициент, характеризующий тип шприца. Значение α = (1–5)·10⁻⁴·ч⁻¹ характеризует хорошие шприцы (полностью стеклянные или стеклянные с металлическим торцом или притертым металлическим поршнем). Если α > 5·10⁻³·ч⁻¹, от таких типов шприцев лучше отказаться**.

Газохроматографическое определение фурфурола в трансформаторном масле. Термическое разложение твердой изоляции маслонаполненного

оборудования — бумаг и картонов — приводит к образованию соединений фуранового ряда: фурфуральдегида (фурфурола) и его производных. Количество фурфурола в трансформаторном масле работающего оборудования коррелирует со степенью полимеризации целлюлозы. Это и вызывает интерес к анализу фурфурола в трансформаторном масле как к методу, позволяющему оценить состояние твердой изоляции. Фурфурол экстрагируется из трансформаторного масла метанолом или ацетонитрилом, а экстракт анализируется в жидкостном варианте с ультрафиолетовым детектором. Минимально определяемая концентрация составляет 0,02 мг фурфурола на 1 л масла.

В отличие от жидкостной приборной хроматографии газовая хроматография получила большое распространение в электроэнергетике в силу развития диагностики по растворенным в масле газам. Поэтому анализ фурфурола в масле был разработан в газожидкостном варианте [18].

В этом случае также производится экстракция фурфурола. Однако, при выборе экстрагента необходимо учитывать условия детектирования: поскольку в качестве детектора используется ПИД, то в качестве экстрагента выбирают воду. Она не смешивается с трансформаторным маслом, растворяет фурфурол и не дает сигнала в ПИД.

Проба трансформаторного масла (20 мл) в 20-ти миллилитровом медицинском шприце энергично встряхивается с 1 мл воды и 0,5–1 мл воздуха. После расслаивания водную вытяжку сливают в пробоотборную емкость, из которой наполняют микрошприц для выполнения анализа.

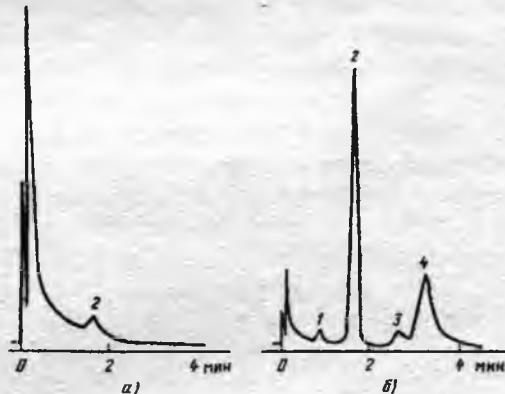


Рис. 10. Хроматограммы водного раствора фурфурола (проба 2 мкл):

а — меньше 1 мг/л, масштаб 1:16; б — больше 50 мкл/л, масштаб 1:64; 1,3,4 — компоненты фуранового ряда; 2 — фурфурол

Распределение фурфурола между трансформаторным маслом и водой соответствует уравнению

$$C_M^0 = C_{H_2O} \left(K + \frac{V_{H_2O}}{V_M} \right),$$

где C_M⁰ — начальная концентрация фурфурола в трансформаторном масле; C_{H₂O} — концентрация

** Работа будет опубликована в 1994 г.

в воде после экстракции; $V_{\text{H}_2\text{O}}$, V_{x} — объем воды и масла; K — коэффициент распределения, равный отношению концентрации в масле после экстракции и в воде (для фурфурола $K=0,356$).

В данных условиях экстракции в водный раствор переходит 12,3% фурфурола, создавая концентрацию в 2,5 раза выше исходной, и из приведенного уравнения можно увидеть, что дальнейшее уменьшение объема воды для экстракции несамого увеличит концентрацию в ней фурфурола.

Метод 7. Условия анализа:

Колонка: стекло 90×0,2 см, 10% ПЭГ 1500 на хроматоне F***, 0,15-0,18 мм.

Температура колонки: 140⁰С.

Температура испарителя: 140⁰С.

Газ-носитель: гелий, 16 мл/мин, поддув в детектор 10 мл/мин.

Детектор: ПИД, 220⁰С.

Доза: 2 мкл водного раствора или экстракта.

Минимально определяемая концентрация: 0,3 мг фурфурола на 1 л масла.

Хромотограммы анализа фурфурола приведены на рис. 10. С целью предотвращения разложения фурфурола температура газовых коммуникаций в хроматографической зоне не должна превышать 140⁰С. С этой же целью колонка вводится в испаритель, а проба — в насадку колонки.

Расчет хроматограмм осуществляется на основании метода абсолютной калибровки. Калибровка выполняется по искусственно приготовленным растворам свежеперегнанного фурфурола в трансформаторном масле.

Метод газовой хроматографии в данном случае не позволяет достичь чувствительности метода жидкостной хроматографии, но полученное значение минимально определяемой концентрации достаточно для практической диагностики.

Газохроматографическая диагностика высоковольтных импульсных конденсаторов. Заводская отбраковка высоковольтных импульсных конденсаторов (ВИК) основана на испытании повышенным напряжением 1,3÷1,5 $U_{\text{ном}}$ и 10—20 циклами "заряд-разряд". Резкое уменьшение t_{db} или пробой секции, обнаруживаемый по факту изменения емкости, являются критериями отбраковки. При этом в эксплуатацию поступают и те конденсаторы, которые, хоть и выдержали установленные испытания, но являются потенциально ненадежными, поскольку выйдут из строя до истечения регламентированного ресурса.

Изучение процессов газообразования в конденсаторах [19,20] позволило дополнить метод электрических испытаний газовым анализом, позволяющим среди прошедших испытания конденсаторов выделить потенциально ненадежные.

Обнаружение ацетилена в ВИК после приемо-сдаточных испытаний является показателем, ха-

рактеризующим его потенциальную ненадежность, а количество ацетилена — характеристической степени износа изоляции. Между оставшимся сроком службы конденсаторов ИК 100-0,4 в виде числа импульсов до пробоя и концентрацией образовавшегося при испытаниях ацетилена установлена эмпирическая взаимосвязь

$$N_{\text{cp}} = 6,2 \cdot 10^3 C_{\text{C}_2\text{H}_2}^{-0,64},$$

где N_{cp} — среднее число импульсов до пробоя; $C_{\text{C}_2\text{H}_2}$ — концентрация ацетилена, мкл/л.

Для анализа отбирается пробы изоляционной жидкости в медицинские шприцы на 10 мл, и анализ выполняется по методу 5 или в более простых вариантах.

Таким образом, дополнение стандартных электрических приемо-сдаточных испытаний методом анализа ацетилена в изоляционной жидкости позволяет определить ресурс конденсатора и передать потребителю данной продукции конденсаторы с гарантированным ресурсом, а потенциально ненадежные в импульсном режиме использовать по другому назначению.

Список литературы

1. Аракелян В.Г., Кафельникова В.В. //Электротехническая промышленность. Сер. Аппараты высокого напряжения. 1975. Вып. 4(48). С.14.
2. А.с. 991526 СССР. Способ контроля состояния фторопластового сопла/В.Г.Аракелян, В.С.Чемерис, И.М.Бортник //Открытия. Изобретения. 1983. №3.
3. А.с. 616590 СССР. Способ получения газохроматографического носителя на диатомитовой основе/В.Г.Аракелян, Г.В.Головкин, Б.А.Руденко, А.Ю.Крылова//Открытия. Изобретения. 1978. №27.
4. Аракелян В.Г., Бортник И.М.//Электротехническая промышленность. Сер. Аппараты высокого напряжения. 1976. Вып.5(61). С.10.
5. В.Г.Аракелян, Г.П.Бочкарёва, И.М.Бортник, Т.В.Головня //Электротехническая промышленность. Сер.ЭМ, 1974, Вып.2 (43). С.7.
6. В.Г.Аракелян, Г.П.Бочкарёва, И.М.Бортник и др. //Электротехническая промышленность. Сер.ЭМ. 1975. Вып.1(54). С.3.
7. В.Г.Аракелян, И.М.Бортник, Г.П.Бочкарёва, Т.В.Головня // Электротехническая промышленность. Сер.ЭМ, 1979. Вып.12(133). С.5.
8. Аракелян В.Г., Бортник И.М.//Электротехника. 1970. №7. С.26.
9. Аракелян В.Г., Бортник И.М., Головня Т.В. //Электротехническая промышленность. Сер.Аппараты высокого напряжения. 1981. Вып.3(116). С.1.
10. Ф.Я.Харитонов, С.С.Вишневская, В.Г.Аракелян, В.С.Чемерис //Электротехника. 1991. №1. С.13.
11. Аракелян В.Г.//Аналитическая химия. 1993. №4.
12. Аракелян В.Г., Демина В.П. // Электротехника. 1992. №4-5. С.65.
13. Аракелян В.Г.//Электротехническая промышленность. Сер.Аппараты высокого напряжения. 1984. Вып.11(157). С.5.
14. Аракелян В.Г.//Прикладная хроматография. М.: Наука. 1984. С.175.
15. Аракелян В.Г., Сенкевич Е.Д.//Электрические станции. 1985. №6. С.50.
16. Аракелян В.Г., Сенкевич Е.Д. Обзорная информация. Информэлектро. Аппараты высокого напряжения. 1986. Вып.3(7).
17. Аракелян В.Г., Дарьян Л.А., Лоханин А.К.//Электротехника. 1988. №5. С.33.

*** Фторированный носитель обладает меньшей адсорбционной и катализитической активностью.

18. Аракелян В.Г.///Электротехника, №1993, №2. С.17.
 19. Аракелян В.Г., Дарьян Л.А., Лоханин А.К.///Электричество* 1992. № 1. С.54.
 20. А.с. 1681682 СССР. Способ контроля качества высоковольтных импульсных конденсаторов, пропитанных мине-

ральным маслом/В.Г.Аракелян, Л.А.Дарьян, А.К.Лоханин //Открытия. Изобретения. 1992. №1.

Поступила 04.08.93

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

УДК 621.313.12.045.5.004.12

ДИАГНОСТИКА ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ОБМОТКИ СТАТОРА МОЩНОГО ГЕНЕРАТОРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШТАТНЫХ СРЕДСТВ ТЕПЛОВОГО КОНТРОЛЯ

В.И.ПОЛЯКОВ, канд.техн.наук

НТЦ АТОМТЕХЭНЕРГО

Характерными особенностями современной практики совершенствования эксплуатации мощных генераторов являются разработки и внедрение новых средств и методов диагностики. Цель статьи — выявление требований к построению диагностических методик путем анализа особенностей работы генератора как объекта диагностирования, что важно для разработки оптимальных методов диагностики.

Статья касается вопросов функциональной (во время работы генератора) диагностики технического состояния обмоток статоров мощных генераторов с водяным охлаждением. Рассматриваются генераторы с системой теплового контроля стержней обмотки, в которой используются термодатчики, например, термопреобразователи сопротивления (ТС), уложенные на изоляцию стержней. ТС прижимаются к изоляции креплениями, как правило, пазовыми клиньями.

Такие генераторы отличаются высокой плотностью тока и, следовательно, повышенными тепловыми потерями. Необходимая для поддержания допустимой температуры интенсивность отвода тепла достигается циркуляцией охлаждающего дистиллята через полые проводники стержня, распределенные равномерно по его сечению. В случае закупорки отдельных полых проводников в силу высокой плотности тока температура меди обмотки в районе закупорки повышается так высоко, что это оказывает заметное влияние на интенсивность теплового старения изоляции обмотки и надежность ее работы. Например, расчеты показывают, что при закупорке двух полых проводников их температура может повышаться до значений, превышающих в 3-3,5 раза нормальную температуру. При этом более чем в сто раз повышается вероятность пробоя изоляции стержня. Обнаружение локальных термических дефектов, вызванных закупор-

кой отдельных полых проводников — актуальная задача технической диагностики, использующей штатные средства теплового контроля.

Генераторы с водяным охлаждением статорной обмотки, как правило, имеют второй газовый контур охлаждения для сердечника статора и обмотки ротора. При появлении трещин в проводниках обмотки, вследствие их вибрационного разрушения, охлаждающий газ поступает в контур водяного охлаждения обмотки через место разгерметизации, что ухудшает условия охлаждения разгерметизированного стержня, и, следовательно, дефектный стержень может быть обнаружен с помощью штатных средств теплового контроля.

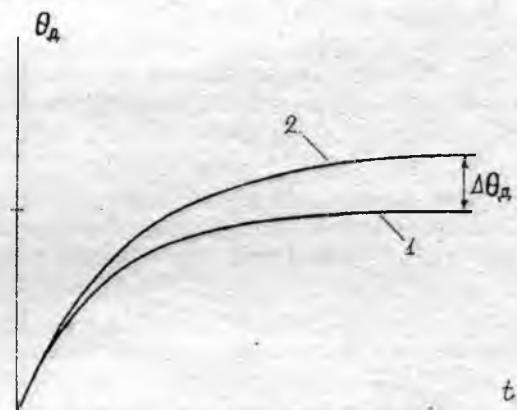


Рис. 1. Нагрев исправного и дефектного стержней:

θ_d — превышение температуры над температурой холодного дистиллята; t — время; 1 — исправный стержень; 2 — дефектный стержень

Обмотка статора, как объект диагностирования, обладает некоторыми особенностями, которые необходимо учитывать при разработке эффективного диагностического метода.

Процесс нагрева подчиняется экспоненциальному закону. При закупорках полых проводников

уменьшается теплоотдача в охлаждающую среду, что приводит к пропорциональному увеличению как постоянной времени, так и установившейся температуры. Характерные процессы нагрева исправного и дефектного стержней происходят, как показано на рис. 1. В динамических режимах температуры исправного и дефектного стержней практически не различаются. Более информативным является статический режим установившейся температуры, когда разность температур дефектного и исправного стержней достигает своего максимального значения.

Обмотки статоров мощных турбогенераторов охлаждаются дистиллятом, циркулирующим по полым проводникам стержней обмотки. Стержень имеет по 14–18 полых проводников, равномерно распределенных по сечению стержня. При засорении отдельных каналов циркуляции температура меди в районе закупорки значительно повышается (на сотни градусов при закупорках более одного канала), в то же время общая температура стержня увеличивается незначительно. Таким образом, в стержне, состоящем из многих полых проводников, термический дефект из-за частичных закупорок имеет ярко выраженный локальный характер. Поэтому, если между штатным термодатчиком на поверхности изоляции и местом термодефекта имеются исправные полые проводники с циркулирующим дистиллятом, показания термодатчиков изменяются слишком мало (на единицы градусов) [1], что лежит в пределах полосы шума, определяемой влиянием режимных параметров работы генератора. Например, на генераторах типа ТВВ при отклонениях параметров режима работы от номинальных в пределах эксплуатационных допусков при одном и том же токе статора изменение даже такого стабильного параметра, как отклонение температуры стержня от температуры холодного дистиллята, может достигнуть 10–15°C. Следовательно, обнаружение локальных термических дефектов с помощью методик, основанных на использовании в качестве диагностического параметра температур стержней и их превышений над хладагентом, не может быть эффективным.

Влияние режима на показания штатных термодатчиков носит систематический характер. Поэтому для тепловой диагностики более эффективно использовать в качестве диагностического параметра, представляющий собой отклонение температуры стержня от средней температуры группы стержней генератора, т.е. относительную температуру стержня:

$$\theta_i = \vartheta_i - \frac{\sum_{n=1}^{N-1} \vartheta_n}{N-1} \quad (1)$$

Здесь i — порядковый номер стержня; ϑ_i — температура i -го стержня; ϑ_n — температуры стержней в группе; N — число стержней в группе.

Исследования, проведенные на генераторах типа ТВВ, показали, что при правильном формировании стержней в диагностические группы с учетом конструктивных особенностей генератора параметр θ отличается хорошей устойчивостью к влиянию режима и остается практически неизменным при отклонениях режимных параметров во всем эксплуатационном диапазоне. В то же время абсолютное изменение параметра θ при появлении термодефекта равно изменению температуры стержня, вызванному дефектом.

Кроме того, в условиях малого отклика показаний термодатчиков на появление опасных локальных термодефектов, когда значения отклика и шумовых отклонений диагностического параметра соизмеримы, становится эффективным применение статистических методов обработки данных измерений как для расчетов, так и для оценки достоверности отклонения диагностических параметров от номинальных величин.

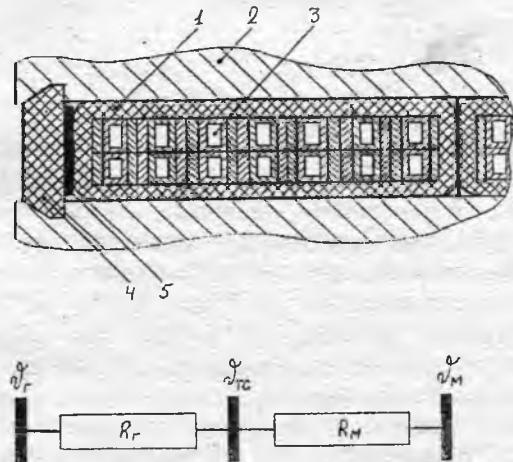


Рис. 2. Узел контроля температуры стержня:

ϑ_r — температура охлаждающего газа;
1 — стержень; 2 — сердечник; 3 — полый проводник; 4 — клин; 5 — термопреобразователь сопротивления

На рис. 2 показаны узел контроля температуры стержня и его тепловая схема замещения. ТС уложен на изоляцию стержня и прижат к нему пазовым клином. Если клиновка паза хорошая, тепловое сопротивление между медью и ТС (R_M) мало, а сопротивление ТС — охлаждающий газ (R_r) велико, показания ТС близки к температуре меди. Когда клиновка паза ослабевает, сопротивление R_M увеличивается, R_r падает, а показания ТС изменяются. Мерой степени прижатия ТС (клиновки паза) может быть выбрана производная:

$$\gamma_M = \frac{d\vartheta_{TC}}{d\vartheta_M}, \quad (2)$$

где ϑ_{TC} — температура ТС; ϑ_M — температура меди стержня под ТС.

Параметр γ_M может быть определен на генераторе, работающем с постоянной нагрузкой, путем измерения отклика показаний ТС при изменении температуры охлаждающего дистиллята. Изменение температуры меди в этом случае соответствует изменению температуры дистиллята.

Реально значения γ_M лежат в диапазоне от 0 до 0,5. Во время эксплуатации параметр γ_M изменяется в указанном диапазоне из-за ослабления клиновки пазов во время работы и переклиновки пазов при профилактических ремонтах. При этом показания ТС изменяются так, что такие изменения превышают отклик ТС на появление термодефектов. Поэтому состояние клиновки паза необходимо учитывать в расчете диагностических параметров для обеспечения достоверности тепловой диагностики.

Обмотка статора является многоэлементной системой, где каждый стержень или гидравлическая ветвь обмотки — объект диагностирования. В силу чего штатная система теплового контроля включает в себя группу каналов измерения температур. Причем дефекты каналов измерения встречаются чаще дефектов охлаждения стержней. Дефекты каналов измерения приводят к появлению как систематических, так и случайных ошибок измерения, имитирующих дефекты охлаждения. Поэтому достоверный метод диагностики должен предусматривать тщательный контроль за исправностью каналов измерений.

Используя сказанное, можно сформулировать следующие требования, обеспечивающие достоверность диагностирования обмотки статора с помощью штатных средств теплового контроля:

оптимальными для диагностирования являются установившиеся тепловые режимы работы генератора;

в качестве диагностического параметра эффективно использовать относительную температуру стержня;

для расчета диагностических параметров и оценки их отклонений целесообразно применять статистические методы обработки данных;

при расчете диагностических параметров должно учитываться состояние крепления ТС к обмотке статора (степень клиновки пазов);

метод диагностики должен предусматривать тщательный контроль за исправностью каналов измерения температур.

В эксплуатации чистота каналов охлаждения обмотки контролируется по нормам циркуляра Ц-10-85(Э) [2]. Контроль ведется по изменению температуры стержней в режиме, близком к номинальному, в условиях установившейся температуры. В случае обнаружения возрастания температуры более чем на 50С по сравнению с исходными данными на стержне проводятся ремонтные работы, включая гидравлические испытания для подтверждения правильности диагноза о снижении расхода дистиллята.

В таком методе соблюдается только первое условие достоверности. Поэтому метод обладает низкими качественными показателями. Имеющийся опыт его применения показывает, что вероятность пропуска дефекта составляет около 75%, а вероятность ложного диагностирования в отдельных случаях — 100%.

Наиболее полно отвечает предъявляемым условиям аналитический метод тепловой диагностики [3], где удовлетворены все требования, кроме учета клиновки. С помощью этого метода были обнаружены и впоследствии устранены опасные дефекты охлаждения, недоступные для обнаружения по методу [2].

Тем не менее, эффективность аналитического метода может быть повышена путем определения и учета в расчете диагностических параметров степени прижатия ТС. Это особенно важно для генераторов мощностью 800 МВт и выше, где нижние стержни имеют ТС, наложенные на боковую поверхность стержня на выходе из паза. Параметр γ_M таких ТС имеет более широкий диапазон вариаций, чем для ТС под клином. Это обстоятельство снижает достоверность контроля, особенно нижних стержней, когда степень прижатия не учитывается.

Вывод

Для использования штатных средств теплового контроля статорных обмоток мощных генераторов в целях диагностики необходимо учитывать ряд требований, вытекающих из особенностей работы генератора, как объекта диагностирования.

Список литературы

1. Войтеко Н.С., Гуревич Э.И., Карташова Т.Н. Чувствительность средств теплового контроля мощного трубогенератора к местным повышениям температуры обмотки статора// Электротехническая промышленность. Сер.Электрические машины. М.: Информэлектро. 1983. Вып. 10.
2. Эксплуатационный циркуляр Ц-10-85(Э) от 28.05.85 "Об организации водно-химического режима системы охлаждения обмоток статора турбо- и гидрогенераторов"//Сборник решений и циркуляров Главтехуправления Минэнерго СССР за 1985 г. (электротехническая часть). М.: СПО Союзтехэнерго, 1986.
3. Гущин Е.В., Цветков В.А., Поляков В.И. Повышение чувствительности штатных средств теплового контроля обмоток генераторов//Электрические станции. 1989. №12.

Поступила 08.10.93

КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНЫЕ МОДЕЛИ ЛИНЕЙНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

В.Н.ГОРЮНОВ, В.Э.ТИЛЬ, кандидаты техн.наук, Л.Е.СЕРКОВА, инж.

Требования к техническому уровню и ресурсу линейных двигателей (ЛД) в последние годы значительно возросли [1]. В этих условиях перспективным является использование бесконтактных ЛД с возбуждением от высококоэрцитивных постоянных магнитов (ПМ) из соединений редкоземельных металлов (РЗМ) с кобальтом, а также РЗМ—железо—бор [2,3].

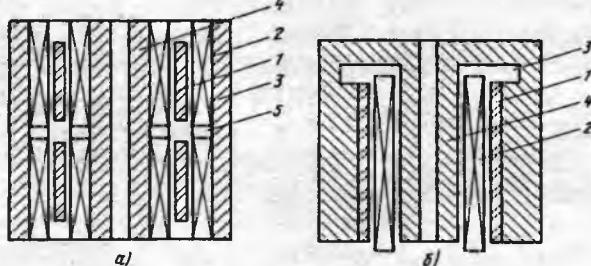


Рис. 1. Конструктивные схемы ЛД с симметричной (а) и несимметричной (б) магнитной системой:
1 — постоянный магнит; 2 — обмотка; 3,4 — внешний и внутренний магнитопроводы; 5 — немагнитная вставка

Несмотря на относительную новизну магнитоэлектрических ЛД уже существует достаточно широкий спектр конструкций электрических машин этого типа. Находят применение ЛД с симметричной (СМС) и несимметричной (НМС) магнитными системами (рис. 1), имеющие один или несколько ПМ и обмоток. При этом в качестве подвижного элемента ПЭ может выступать как ПМ (рис. 1,а), так и обмотка (рис. 1,б).

В данной статье приведены математические модели линейных магнитоэлектрических двигателей на базе метода конечных элементов (МКЭ) в терминах векторного и скалярного потенциалов. Результаты являются обобщением и дальнейшим развитием конечно-элементного подхода [4] для расчета магнитных полей униполярных устройств электромеханики с высококоэрцитивными ПМ.

При разработке математических моделей были приняты следующие допущения:

кольцевой магнит изготовлен цельным, намагнчен радиально, намагниченность принимается постоянной и отличной от нуля только по главной оси намагничивания;

магнитная проницаемость ПМ одинакова по всем направлениям и равна магнитной проницаемости воздуха μ_0 ;

магнитная проницаемость элементов конструкции ЛД из магнитомягких материалов постоянна;

ток в обмотке ЛД не изменяется во времени и распределен равномерно по ее поперечному сечению.

Магнитное поле при наличии намагнченных областей описывается следующей системой уравнений:

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \bar{J}; \quad (1)$$

$$\bar{B} = \mu_0 (\bar{H} + \bar{M}); \quad (2)$$

$$\operatorname{div} \bar{B} = 0, \quad (3)$$

где \bar{H} , \bar{B} — напряженность и индукция магнитного поля; \bar{J} — плотность тока; \bar{M} — вектор намагниченности.

Представим \bar{M} в виде суммы двух слагаемых, причем первое пропорционально напряженности магнитного поля, а второе представляет собой остаточную намагниченность \bar{M}_0 :

$$\bar{M} = \chi \bar{H} + \bar{M}_0, \quad (4)$$

где χ — магнитная восприимчивость среды.

Подставляя (4) в (2) и учитывая, что $1 + \chi = \mu_r$ — относительная магнитная проницаемость, получаем:

$$\begin{aligned} \bar{B} = \mu_0 (\bar{H} + \chi \bar{H} + \bar{M}_0) &= \mu_0 (\mu_r \bar{H} + \bar{M}_0) = \\ &= \mu \bar{H} + \mu_0 \bar{M}_0. \end{aligned} \quad (5)$$

Используя (5) и введя векторный магнитный потенциал $\bar{A} = \operatorname{rot} \bar{H}$, представим (1) в виде:

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \bar{A} = \bar{J} + \bar{\delta}_M.$$

Здесь \bar{J} — плотность тока в сечении ЛД; $\bar{\delta}_M$ — плотность тока намагниченности.

Поскольку при использовании радиально на-

магнченных ПМ $\operatorname{rot} \frac{1}{\mu_r} \bar{M}_0 = \bar{\delta}_M = 0$ (отсутствуют объемные токи), то

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \bar{A} = \bar{J}. \quad (6)$$

Из-за разрывности вектора остаточной намагниченности \bar{M}_0 на гранях ПМ появляются поверхностные токи

$$\begin{aligned} i_M &= \operatorname{Rot} \frac{\bar{M}_0}{\mu_r} = \bar{n} \times \frac{1}{\mu_r} (\bar{M}_{02} - \bar{M}_{01}) = \\ &= \frac{1}{\mu_r} \bar{M}_{01} \bar{x} \bar{n}, \end{aligned}$$

где \bar{M}_{01} — намагниченность ПМ; \bar{M}_{02} — намагниченность среды, окружающей ПМ (воздух или

сталь), причем $\bar{M}_{02} = 0$; \bar{n} — нормаль к поверхности ПМ.

Так как магнитная система ЛД обладает цилиндрической симметрией (рис. 1), то и поле осесимметрично, а векторный магнитный потенциал и плотность тока имеют единственную составляющую A_ϕ, J_ϕ . Тогда уравнение (6) в цилиндрической системе координат имеет вид:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{\mu} \frac{\partial(rA_\phi)}{\partial r} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_\phi}{\partial z} \right] = -J_\phi. \quad (7)$$

Границные условия выбираются, исходя из симметрии области расчета, а на внешних границах области расчета — из условий отсутствия нормальной составляющей вектора индукции.

Рассмотрим формирование расчетных уравнений МКЭ. Функционал, минимизация которого эквивалентна решению уравнения (7), можно представить следующим образом [5]:

$$F(A) = \int_S \left\{ \left[\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rA) \right]^2 + \left(\frac{\partial A}{\partial z} \right)^2 \right\} \frac{r}{\mu} ds - 2 \int_S r A J dS - \oint_L \frac{r}{\mu} A i_M dl. \quad (8)$$

Для нахождения минимума функционала (8), при рассмотрении его в виде суммы отдельных

элементов $F = \sum_e F^e$, необходимо решить систему уравнений:

$$\frac{\partial F}{\partial \{A\}} = \begin{Bmatrix} \sum_e \frac{\partial F^e}{\partial A_1} \\ \sum_e \frac{\partial F^e}{\partial A_2} \\ \dots \\ \sum_e \frac{\partial F^e}{\partial A_n} \end{Bmatrix} = 0, \quad (9)$$

где A_k ($k=1,2,\dots, n$) — узловые значения векторного магнитного потенциала; n — число узлов сетки конечных элементов.

Суммирование производится по всем конечным элементам. Будем использовать треугольные симплекс-элементы и линейную функцию формы: $A^e(r,z) = a + br + cz$.

В произвольном треугольнике с вершинами i, j, k считаем, что функция A однозначно определяется ее значениями A_i, A_j, A_k

$$A^e(r,z) = [1, r, z]^e C_e^{-1} \begin{Bmatrix} A_i \\ A_j \\ A_k \end{Bmatrix},$$

где

$$C_e = \begin{Bmatrix} 1 & r_i & z_i \\ 1 & r_j & z_j \\ 1 & r_k & z_k \end{Bmatrix}.$$

Вклад отдельного конечного элемента в систему (9) определяется из выражения:

$$\begin{aligned} \frac{\partial F^e}{\partial A_k} = 2 \int_{S_e} \frac{r}{\mu} \left\{ \left[\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rA) \right] \frac{\partial}{\partial A_k} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rA) \right] + \right. \\ \left. + \frac{\partial A}{\partial z} \frac{\partial}{\partial A_k} \left(\frac{\partial A}{\partial z} \right) \right\} dS_e - 2 \int r J \frac{\partial A}{\partial A_k} dS_e - \\ - \int_L \frac{r}{\mu} i_M \frac{\partial A}{\partial A_k} dl, \end{aligned} \quad (10)$$

где $k = 1,2,\dots, n$ — номер узла; S_e — площадь треугольного элемента. После преобразования представим (10) в виде:

$$\frac{\partial F}{\partial \{A\}} = [\mathbf{K}]^e \{A\}^e - \{f\}^e. \quad (11)$$

Здесь $[\mathbf{K}]^e$ — матрица коэффициентов, элементы которой являются функцией геометрии расчетной области и магнитных свойств среды. Составляющие вектора $\{f\}^e$ определяются источниками магнитного поля — плотностью тока проводимости \bar{J} и намагниченности i_M

$$\{f\}^e = \frac{2JS_e}{3} \begin{Bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{Bmatrix} + \frac{i_M L}{\mu_r \cdot 2} \begin{Bmatrix} l_i \\ l_j \\ l_k \end{Bmatrix},$$

где L — длина ребра элемента на поверхности ПМ,

$$l_{i,j,k} = \begin{cases} 1, & \text{если } i,j,k \in \text{ПМ} \\ 0, & \text{если } i,j,k \notin \text{ПМ.} \end{cases}$$

Формирование системы уравнений МКЭ относительно значений векторного магнитного потенциала в узлах сетки конечных элементов сводится к объединению вкладов отдельных элементов (11)

$$\sum_e [\mathbf{K}]^e \{A\}^e - \sum_e \{f\}^e = [\mathbf{K}] \{A\} - \{f\} = 0.$$

Выражения для составляющих индукции магнитного поля в элементах имеют вид:

$$B_r^e = -\frac{\partial A}{\partial z} = \frac{(r_j - r_k)A_i + (r_k - r_i)A_j + (r_i - r_j)A_k}{2S_e};$$

$$\begin{aligned} B_z^e = \frac{1}{r} \frac{\partial(rA)}{\partial r} = \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r} A = \\ = \frac{(z_j - z_k)A_i + (z_k - z_i)A_j + (z_i - z_j)A_k}{2S_e} + \frac{1}{r} \{A\}. \end{aligned}$$

Значения магнитной индукции в узлах сетки конечных элементов находятся как среднее арифметическое от значения индукции в прилегающих к узлу элементах.

Теперь рассмотрим решение системы уравнений (1) — (3) с применением скалярного магнитного потенциала U_M . Представим значение \bar{H}

в виде суммы двух составляющих: расчетной \bar{H}_p и некоторой дополнительной \bar{H}_0 : $\bar{H} = \bar{H}_p + \bar{H}_0$, тогда система уравнений (1), (3), (5) принимает вид

$$\operatorname{rot} \bar{H}_p + \operatorname{rot} \bar{H}_0 = \bar{J}; \operatorname{div} \bar{B} = 0;$$

$$\bar{B} = \mu(\bar{H}_p + \bar{H}_0) + \mu_0 \bar{M}_0.$$

Предполагая, что источником поля \bar{H}_p являются магнитные заряды (эквивалентные исходным токам проводимости и намагниченности), т.е. поле \bar{H}_p потенциально, его можно выразить через скалярный магнитный потенциал

$$\bar{H}_p = -\operatorname{grad} U_m,$$

следовательно,

$$\operatorname{rot} \bar{H}_p = 0; \operatorname{rot} \bar{H}_0 = \bar{J},$$

а объемная плотность источников ρ_m потенциального поля \bar{H}_p определяется из условия $\operatorname{div} \bar{B} = 0$:

$$\operatorname{div} \mu \bar{H}_p = -\operatorname{div} \mu \bar{H}_0 - \operatorname{div} \mu_0 \bar{M}_0 = \rho_m.$$

Поскольку намагниченность \bar{M}_0 отлична от нуля только в ограниченной области, где расположен постоянный магнит, то на границах разрыва вектора \bar{M}_0 должны быть расположены поверхностные заряды

$$\sigma_m = -\mu_0 \operatorname{Div} \bar{M}_0 = -\mu_0 (M_{2n} - M_{1n}) = \mu_0 M_{0n}.$$

Здесь M_{0n} — нормальная к поверхности магнита составляющая вектора \bar{M}_0 .

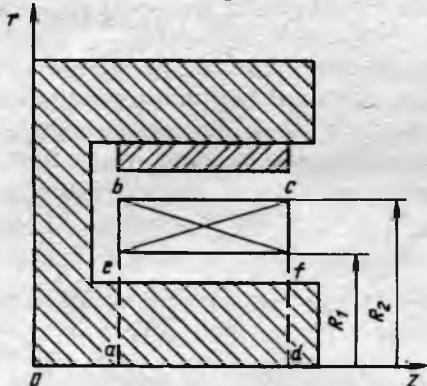


Рис. 2. Модель линейного двигателя

Поверхностные заряды располагаются также на поверхностях разрыва μ и H_0

$$\begin{aligned} \sigma_m &= -\operatorname{Div} \mu_0 \bar{H}_0 = -\mu \operatorname{Div} \bar{H}_0 - \operatorname{Grad} \mu \bar{H}_0 = \\ &= \mu H_{0n} - \frac{\partial \mu}{\partial n} H_{0n}. \end{aligned}$$

Итак, подбрав каким-либо образом поле \bar{H}_0 , удовлетворяющее условию $\operatorname{rot} \bar{H}_0 = \bar{J}$, приходим к системе уравнений:

$$\operatorname{rot} \bar{H}_p = 0; \operatorname{div} \mu \bar{H}_p = \rho_m \text{ или}$$

$$\operatorname{div} \mu \operatorname{grad} U_m = -\rho_m,$$

описывающей безвихревое поле расчетной \bar{H}_p . Выбор поля \bar{H}_0 , т.е. решение уравнения $\operatorname{rot} \bar{H}_0 = \bar{J}$, можно найти различными способами. Это уравнение имеет не единственное решение.

Вопросы, связанные с нахождением \bar{H}_0 и изучением его влияния на распределение источников плотности ρ_m и σ_m , подробно описаны в [5].

Рассмотрим процесс определения функции \bar{H}_0 при расчете магнитного поля ЛД с ПМ, конструктивная модель которого приведена на рис. 2. Исходя из принятых допущений вектор плотности тока содержит только угловую составляющую $\bar{J} = \bar{j} J_\phi$, и условие $\operatorname{rot} \bar{H}_0 = \bar{J}$ принимает вид:

$$\frac{\partial H_{0r}}{\partial z} - \frac{\partial H_{0z}}{\partial r} = J_\phi,$$

тогда

$$\bar{H}_0 = -\bar{k} \int_{r_0}^r J_\phi dr \quad \text{либо} \quad H_0 = \bar{i} \int_{z_0}^z J_\phi dz.$$

Выбираем $\bar{H}_0 = \bar{k} H_{0z}$. В этом случае функция \bar{H}_0 отличается от нуля в объеме вращения, сечение которого на рис. 2 ограничено областью $0 \leq r \leq R_2$, $z_a \leq z \leq z_d$. Вне этой области $\bar{H}_0 = 0$. Полагая плотность тока в обмотке постоянной, получаем:

$$\begin{aligned} H_{0z} &= \frac{iw(R_2 - r)}{(R_2 - R_1)(z_d - z_a)}; & R_1 \leq r \leq R_2; \\ H_{0z} &= \frac{iw}{(z_d - z_a)}; & 0 \leq r \leq R. \end{aligned}$$

Независимость \bar{H}_0 от z -координаты и принятые допущение $\mu = \text{const}$ приводят к тому, что объемная плотность источников равна нулю. Поверхностная плотность магнитных зарядов отлична от нуля на поверхностях обмотки, следами которых на рис. 2 являются ab и cd . При этом на участке be и cf

$$\sigma_m = \pm \mu_0 \frac{iw(R_2 - r)}{(R_2 - R_1)(z_d - z_a)}; \quad R_1 \leq r \leq R_2;$$

$$\sigma_m = \mp \mu_0 \frac{iw}{z_d - z_a}; \quad R_1 \leq r \leq R_2,$$

а на участках ae и fd

$$\sigma_m = \mp \mu \frac{iw}{z_d - z_a}.$$

ПМ моделируются объемными зарядами, распределенными с плотностью

$$\rho_m = -\mu_0 \operatorname{div} \bar{M}_0 = -\mu_0 \frac{|\bar{M}_0|}{r},$$

в области, где расположен ПМ, и поверхностными источниками с плотностью,

$$\sigma_M = \mu_0 \operatorname{Div} \bar{M}_0 = -\mu_0 |\bar{M}_0| = \text{const}$$

на его полюсных поверхностях.

Найденные источники потенциального магнитного поля позволяют задать правую часть уравнения: $\operatorname{div} \mu \operatorname{grad} U_M = -\rho_M$, которое в цилиндрической системе координат с учетом осевой симметрии имеет вид

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left[\mu r \frac{\partial U_M}{\partial r} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\mu \frac{\partial U_M}{\partial z} \right] = -\rho_M.$$

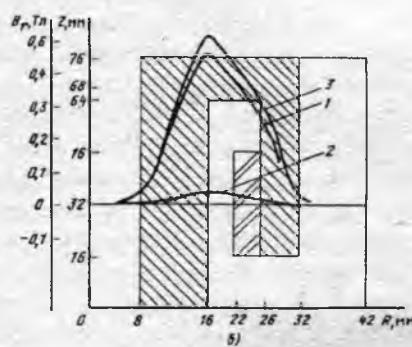
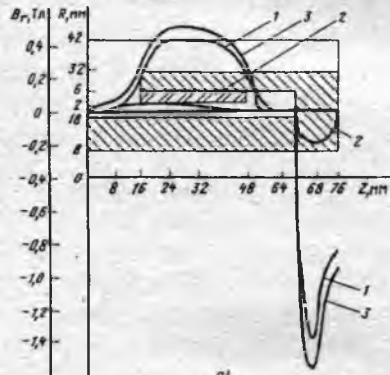


Рис. 3. Распределение радиальной составляющей индукции в ЛД с несимметричной магнитной системой по R-(а) и z-координатам (б):

1 — поле постоянного магнита; 2 — поле обмотки при $J = 2,5 \text{ A/mm}^2$; 3 — результирующее поле

Границные условия устанавливаются из тех же соображений, что и при использовании векторного магнитного потенциала. Решение этой задачи приводит к минимизации вариационного функционала

$$F(U_M) = \int_S \left[\left(\frac{\partial U_M}{\partial r} \right)^2 + \left(\frac{\partial U_M}{\partial z} \right)^2 \right] \mu r dS - 2 \int_S \rho_M U_M r dS - 2 \oint_L \sigma_M U_M r dL. \quad (12)$$

Как и при построении модели в терминах векторного магнитного потенциала, минимизация функционала (12) приводит к системе алгебраических уравнений, подобной (11).

Составляющие индукции в элементах сетки определяются по формулам:

$$B_z = -\mu \frac{\partial U_M}{\partial z} = -\mu \frac{(r_j - r_k) U_{Mi} + (r_k - r_i) U_{Mj}}{2S_e} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+(r_i - r_j) U_{Mk}}{2S_e};$$

$$B_r = \frac{\partial U_M}{\partial r} = -\mu \frac{(z_j - z_k) U_{Mi} + (z_k - z_i) U_{Mj}}{2S_e} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+(z_i - z_j) U_{Mk}}{2S_e}.$$

На практике в ЛД с ПМ часто используются составные индукторы, состоящие из отдельных магнитов — сегментов. В этом случае осевая симметрия поля (независимость распределения магнитного поля ЛД от угловой координаты) нарушается, и возникает необходимость расчета трехмерного поля. Учитывая, что распределение магнитных зарядов моделирующих ПМ и поле имеют периодический по угловой координате характер, для решения задачи можно воспользоваться методикой, рассмотренной в [4].

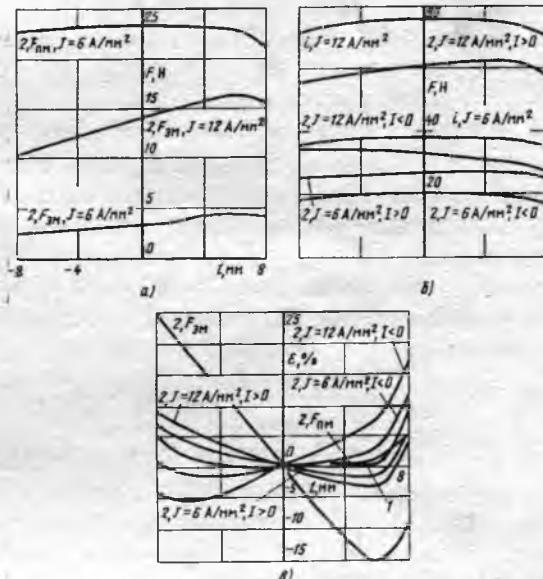


Рис. 4. Зависимость отдельных составляющих (а), результирующего (б) тягового усилия и их пульсаций (в) в ЛД от положения подвижного элемента для различных плотностей тока:

1 — симметричная; 2 — несимметричная магнитные системы

На рис. 3 приведены графики изменения индукции ПМ, якоря, а также результирующего поля в различных элементах несимметричной магнитной системы ЛД.

По результатам расчета поля были построены тяговые статические (рис. 4) и электромеханические характеристики (рис. 5) двигателей (рис. 1). Результирующее тяговое усилие находилось по формуле [6]:

$$F = \pm F_{\text{ПМ}} + F_{\text{ЭМ}},$$

где $F_{\text{ПМ}}$ и $F_{\text{ЭМ}}$ — усилия, обусловленные соответственно взаимодействием ПМ с обмоткой и магнитопровода с обмоткой.

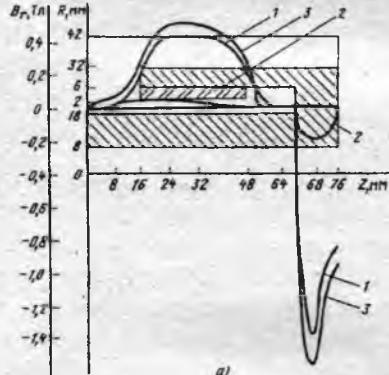
Выбор знака перед $F_{\text{ПМ}}$ зависит от направления тока в обмотке якоря. Значение $F_{\text{ЭМ}}$ постоянно при неизменном значении тока якоря независимо от направления тока и всегда стремится

$$\sigma_M = \mu_0 \operatorname{Div} \bar{M}_0 = -\mu_0 |\bar{M}_0| = \text{const}$$

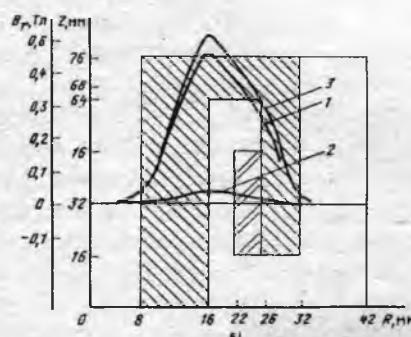
на его полюсных поверхностях.

Найденные источники потенциального магнитного поля позволяют задать правую часть уравнения: $\operatorname{div} \mu \operatorname{grad} U_M = -\rho_M$, которое в цилиндрической системе координат с учетом осевой симметрии имеет вид

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left[\mu r \frac{\partial U_M}{\partial r} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\mu \frac{\partial U_M}{\partial z} \right] = -\rho_M.$$



a)



b)

Рис. 3. Распределение радиальной составляющей индукции в ЛД с несимметричной магнитной системой по R-(a) и z-координатам (b):

1 — поле постоянного магнита; 2 — поле обмотки при $J = 2.5 \text{ A/mm}^2$; 3 — результирующее поле

Границные условия устанавливаются из тех же соображений, что и при использовании векторного магнитного потенциала. Решение этой задачи приводит к минимизации вариационного функционала

$$F(U_M) = \int_S \left[\left(\frac{\partial U_M}{\partial r} \right)^2 + \left(\frac{\partial U_M}{\partial z} \right)^2 \right] \mu r dS - 2 \int_S \rho_M U_M r dS - 2 \oint_L \sigma_M U_M r dL. \quad (12)$$

Как и при построении модели в терминах векторного магнитного потенциала, минимизация функционала (12) приводит к системе алгебраических уравнений, подобной (11).

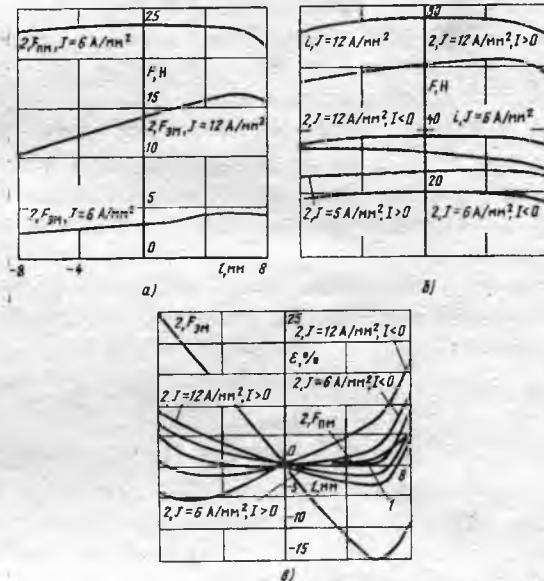
Составляющие индукции в элементах сетки определяются по формулам:

$$B_z = -\mu \frac{\partial U_M}{\partial z} = -\mu \frac{(r_j - r_k) U_{M,i} + (r_k - r_i) U_{M,j}}{2S_e} \rightarrow$$

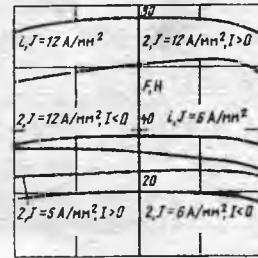
$$\rightarrow \frac{+(r_i - r_j) U_{M,k}}{2S_e};$$

$$B_r = \frac{\partial U_M}{\partial r} = -\mu \frac{(z_j - z_k) U_{M,i} + (z_k - z_i) U_{M,j} + (z_i - z_j) U_{M,k}}{2S_e} \rightarrow$$

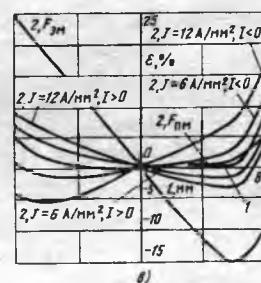
На практике в ЛД с ПМ часто используются составные индукторы, состоящие из отдельных магнитов — сегментов. В этом случае осевая симметрия поля (независимость распределения магнитного поля ЛД от угловой координаты) нарушается, и возникает необходимость расчета трехмерного поля. Учитывая, что распределение магнитных зарядов моделирующих ПМ и поле имеют периодический по угловой координате характер, для решения задачи можно воспользоваться методикой, рассмотренной в [4].



a)



b)



c)

Рис. 4. Зависимость отдельных составляющих (a), результирующего (б) тягового усилия и их пульсаций (в) в ЛД от положения подвижного элемента для различных плотностей тока:

1 — симметричная; 2 — несимметричная магнитные системы

На рис. 3 приведены графики изменения индукции ПМ, якоря, а также результирующего поля в различных элементах несимметричной магнитной системы ЛД.

По результатам расчета поля были построены тяговые статические (рис. 4) и электромеханические характеристики (рис. 5) двигателей (рис. 1). Результирующее тяговое усилие находилось по формуле [6]:

$$F = \pm F_{\text{ПМ}} + F_{\text{ЭМ}},$$

где $F_{\text{ПМ}}$ и $F_{\text{ЭМ}}$ — усилия, обусловленные соответственно взаимодействием ПМ с обмоткой и магнитопровода с обмоткой.

Выбор знака перед $F_{\text{ПМ}}$ зависит от направления тока в обмотке якоря. Значение $F_{\text{ЭМ}}$ постоянно при неизменном значении тока якоря независимо от направления тока и всегда стремится

установить якорь в положение, соответствующее наибольшему запасу энергии.

Конечно-элементный анализ силы осуществлялся согласно выражению

$$F = \frac{If_y}{d^2} \sum_m^M \Phi_m (r_{m+1} - r_m),$$

где I — ток в обмотке якоря; d — диаметр обмоточного провода с изоляцией; Φ_m — магнитный поток в m -м слое обмотки; M — число слоев обмотки, на которые она делится конечно-элементной сеткой; r_m — внутренний радиус слоя; f_y — коэффициент укладки, принимался равным 0,9-0,95 [7].

Значения Φ_m вычисляются по формуле

$$\Phi_m = \pi r_m \sum_{i=N_1}^{N_2} (B_i + B_{i+1})(z_{i+1} - z_i),$$

где N_1 , N_2 — номера узлов конечно-элементной сетки между z_n и z_k для $r=r_m$ в расчетной области плоскомеридианного сечения $\phi = 0$; z_n , z_k — текущие координаты узлов начала и конца обмотки при ее перемещении; B_i — узловые значения радиальной составляющей индукции.

Рис. 4 иллюстрирует соотношения между $F_{\text{ПМ}}$ и $F_{\text{ЭМ}}$ для НМС, а также свидетельствует о сложном, несимметричном характере изменения $F_{\text{ЭМ}}$ и $F_{\text{ПМ}}$ от положения якоря. Обусловленные этими причинами пульсации $F_{\text{ЭМ}}$ достигают $+25\%$, -15% , а $F_{\text{ПМ}}$ не превышают 10% (рис. 4, *в*). В этом и в других случаях пульсации определялись по формуле

$$\varepsilon = \frac{F_{\Delta l=0} - F_i}{F_{\Delta l=0}} \cdot 100\%,$$

где $F_{\Delta l=0}$ — значение усилия при положении центра подвижного элемента под серединой индуктора (рис. 1); F_i — соответствует смещению подвижного элемента от нейтрального положения $\Delta l=0$.

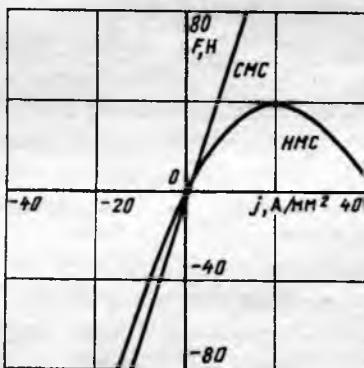


Рис. 5. Электромеханические характеристики ЛД симметричного (СМС) и несимметричного (НМС) конструктивного исполнения

В СМС независимо от Δl значение $F_{\text{ЭМ}}$ практически равно нулю, а результирующее усилие $F=F_{\text{ПМ}}$. Стремление к нулю $F_{\text{ЭМ}}$ в СМС следует из противоположного направления магнитных потоков отдельных, полностью идентичных друг другу секций обмотки из-за их встречного включения. Последнее является главной причиной

меньшей магнитной насыщенности СМС по сравнению с НМС. Так, для плотности тока $J = 6 \text{ A/mm}^2$ максимальное значение индукции в СМС составляет 0,89 Тл, а в НМС превышает 2 Тл.

Влияние краевых эффектов в СМС обуславливает пульсацию $\varepsilon \approx 5\%$ при $J = 6 \text{ A/mm}^2$. В то же время сильная зависимость $F_{\text{ЭМ}}$ от Δl в НМС является определяющей причиной пульсации результирующего усилия F , максимальное значение $\varepsilon = 13,6\%$ при той же плотности тока.

Существенным для объяснения пульсаций F в НМС является и учет знака тока. Даже при $\Delta l = 0$ результирующие усилия $F(+i)$, $F(-i)$ для различных направлений тока при $J = 6 \text{ A/mm}^2$ отличаются в 1,35 раза (рис. 4, *б*). Причем оба значения в 1,9 и 1,4 раза меньше F в СМС при той же плотности тока. При равенстве объемов ПМ и одинаковых габаритах ЛД с НМС и СМС указанное превышение обусловлено большим количеством витков якорной обмотки в СМС. Кроме того, последовательное и встречное включение секций способствует уменьшению индуктивности обмотки и обеспечивает, по сравнению с НМС, лучшую динамику преобразования.

Ввиду того, что в НМС $F_{\text{ЭМ}}$ пропорционально квадрату, а $F_{\text{ПМ}}$ — первой степени J , то по мере роста тока якоря $F_{\text{ЭМ}}$ растет быстрее $F_{\text{ПМ}}$, благодаря чему увеличивается разница между значениями $F(-i)$ и $F(+i)$, приводящая к несимметричной электромеханической характеристике, имеющей при $\Delta l=0$ вид, представленный на рис. 5. В СМС электромеханические характеристики представляют прямую линию, так как $F_{\text{ЭМ}} = 0$.

Таким образом, сравнительный анализ показывает, что ЛД с СМС имеет преимущества по уровню пульсаций и значению результирующего усилия F , а следовательно, по динамическим и энергетическим показателям.

Список литературы

1. Калнинь Т.К. Линейные индукционные машины с перечным магнитным потоком. Рига: Зинатне, 1980.
2. Hopper Edvard. Noteurs lineaires a bobines mobiles//Ind. Techn.: Rev. techn. Suisse. 1991. №24.P.6-8.
3. Basak Amitava, Shirkoohi G.H. Computation of magnetik field in D.C. brushless linear motors// IEEE Trans. Magn. 1990. №26. №2. P.948-951.
4. Конечно-элементная модель магнитных систем много-полюсных дисковых устройств электромеханики с постоянными магнитами/В.Н.Горюнов, В.Н.Козлов, Л.Е.Серкова, В.Э.Тиль//Электротехника. 1992. № 12. С.54-58.
5. Демирчин К.С., Чечурин В.Л. Машинные расчеты электромагнитных полей. М.: Высшая школа, 1986.
6. Конечно-элементные модели магнитных систем много-полюсных и униполярных бесфазовых устройств электромеханотронники с высококоэпитивными магнитами/В.Н.Горюнов, В.Н.Козлов, С.П.Корнилович и др.//Тез.докл. II Всесоюзной науч.-техн.конф. по электромеханотроннике. Л., 1991. С.72-74.
7. Сливинская А.Г. Электромагниты и постоянные магниты. М.: Энергия, 1972.

Поступила 04.08.93

ОПТИМАЛЬНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ КОЛЛЕКТОРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

А.А.КОЗЛОВ, канд.техн.наук

Самарский государственный технический университет

Расчет и конструирование коллектора относится к числу ответственных этапов проектирования коллекторных электрических машин, в значительной степени определяющих их технико-экономические и эксплуатационные показатели. На этих этапах выбирается конструктивное исполнение коллектора, выполняются его геометрический и механический расчеты, определяются габариты, масса, а также затраты материалов на изготовление.

Теоретическую основу проектирования коллектора любого типа составляют заданные в различной форме зависимости между геометрическими и физическими параметрами его элементов, совокупность которых можно рассматривать как систему уравнений проектирования коллектора. Особенностью этой системы является то, что число неизвестных в ней всегда превышает число уравнений для их определения, поэтому для решения задачи проектирования коллектора целым рядом неизвестных параметров и величин обычно задаются на основе опыта предыдущих разработок. Практикой отечественного и зарубежного электромашиностроения установлены возможные рекомендуемые значения механических нагрузок, размерных соотношений и других задаваемых параметров и величин, которые положены в основу ряда методов расчета и конструирования коллекторов [1—6]. Их использование обеспечивает принципиальную возможность получения проектных решений, удовлетворяющих целому ряду требований производства и эксплуатации, однако не гарантирует оптимальности этих решений с точки зрения массогабаритных и стоимостных показателей проектируемых коллекторов. Последнее в рамках традиционных методов расчета представляет собой трудноразрешимую задачу (прежде всего вследствие значительного числа задаваемых параметров, а также слабой исследованности и сложного характера их влияния на показатели качества) и требует новых подходов к проектированию коллекторов.

В статье рассматривается подход к расчету и конструированию коллекторов с позиции их оптимального параметрического синтеза по нескольким критериям качества. Описывается разработанный алгоритм оптимального проектирования коллекторов,дается оценка эффективности этого алгоритма. Задача оптимального проектирования решается на примере коллекторов арочного типа с нажимными конусами и изоляционными манжетами, конструкция которых яв-

ляется одной из наиболее распространенных (рис. 1).

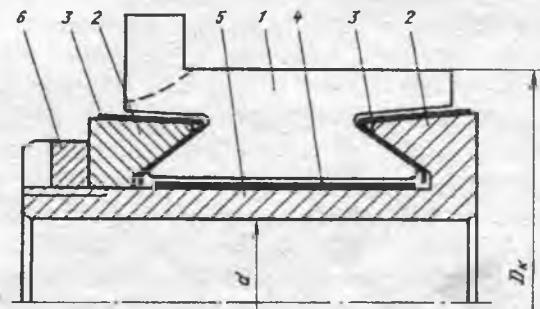


Рис. 1. Коллектор арочного типа:

1 — коллекторная пластина; 2 — нажимные конусы; 3 — изоляционные манжеты; 4 — изоляционный цилиндр; 5 — втулка; 6 — гайка коллектора

Математическая задача оптимального проектирования коллекторов формулируется как задача нахождения в n -мерном пространстве R^n некоторого вектора независимых переменных $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, который с учетом определенных условий (ограничений) минимизировал бы m целевых функций (критерии качества):

$$\begin{aligned} f_1(X) &\rightarrow \min; \quad X \in D \quad (i = \overline{1, m}); \\ D &= \left\{ X \in R^n \mid g_r(X) \leq G_r \quad (r = \overline{1, s}); \right. \\ f_i(X) &\leq F_i; \quad a_j \leq x_j \leq b_j \quad (j = \overline{1, n}) \left. \right\}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $f_i(X)$ — целевые функции; X — вектор независимых переменных x_j ; D — множество допустимых решений; $g_r(X)$ — функции ограничений; G_r , F_i — предельно допустимые значения функций $g_r(X)$ и $f_i(X)$; a_j , b_j — величины, определяющие границы изменения независимых переменных.

Множество допустимых решений D характеризуется тем, что в его пределах выполняются все технические и технологические ограничения, которые необходимо учитывать при проектировании коллектора. Ограничения накладываются на независимые переменные (варируемые параметры), на характеристики функционирования коллектора, а также на критерии качества и соответственно подразделяются на параметрические, функциональные и критериальные. Параметрические ограничения записываются в виде неравенств $a_j \leq x_j \leq b_j$ и вводятся с целью исключения проектных решений, заведомо неприемлемых по условиям конструктивной и технологической выполнимости. Функциональные ограничения имеют вид $g_r(X) \leq G_r$ и накладываются, в основном, исходя из условий обеспечения проч-

ности и работоспособности коллектора во всех наиболее тяжелых режимах, которым он подвергается в процессе производства и эксплуатации. В качестве функций $g_i(X)$ используются выражения для определения механических напряжений и упругих деформаций различных элементов коллектора, значения которых не должны выходить за пределы допустимых значений. Критериальные ограничения $f_i(X) \leq F_i$ устанавливают пределы изменения целевых функций и вводятся с целью исключения вариантов проектных решений, заведомо неконкурентоспособных по технико-экономическим показателям.

В качестве независимых переменных x_j при решении задачи (1) приняты — давление арочного распора коллектора в рабочем режиме (p) и ряд геометрических параметров коллекторной пластины (рис. 2, а): высота ласточкиного хвоста (h_1), высота рабочей части пластины (h_2), угол наклона ласточкиного хвоста (ϕ), длина свободного консольного участка (l_1), длина консольного участка с петушком (l_2) и радиус скругления выступов ласточкиного хвоста (R_1). В качестве целевых функций могут быть использованы: масса коллектора, приведенная стоимость его производства и эксплуатации, затраты проводниковых, конструкционных и электроизоляционных материалов на изготовление, а также другие показатели, характеризующие отдельные качества коллектора или их совокупность.

Для решения задачи (1) разработан алгоритм, укрупненная логическая схема которого представлена на рис. 3. Этот алгоритм реализует идею ЛП-поиска оптимальных проектных решений в задачах со многими критериями [7] и включает следующие основные этапы: ввод исходных данных; формирование пробных точек в пространстве независимых переменных на основе генерации ЛП_τ-последовательности; выполнение для каждой пробной точки геометрического и механического расчета коллектора с проверкой всех функциональных ограничений; расчет критериев качества и проверка критериальных ограничений; выбор оптимального проектного решения в режиме интерактивного взаимодействия проектировщика и ЭВМ.

Исходными данными для проектирования являются: параметры коллектора, полученные в результате электромагнитного расчета электрической машины (число пластин коллектора, диаметр и длина его рабочей поверхности, толщина применяемых электроизоляционных материалов); величины, указанные в техническом задании на проектирование коллектора и характеризующие условия его работы (максимальная частота вращения, максимальное и минимальное значения температуры, износ рабочей поверхности за срок службы); величины, отражающие технологические требования производства (температура и давление арочного распора при запрессовке, величины сборочных зазоров, радиусы скругления отдельных элементов); величины, описывающие

физические свойства различных материалов коллектора (их модули упругости, температурные коэффициенты линейного расширения); предельно допустимые значения функций ограничений и критериев качества, а также границы изменения независимых переменных.

Формирование пробных точек в пространстве независимых переменных заключается в определении всех компонентов векторов $X_k \in R^n$ ($k=1, N$), где N — количество пробных точек, и осуществляется в два этапа. На первом этапе производится расчет точек ЛП_τ-последовательности, расположенных в единичном n -мерном кубе и имеющих декартовы координаты q_{kj} ($0 \leq q_{kj} \leq 1$). Для вычисления этих координат используется формула [7,8]:

$$q_{kj} = e_1 V_j^{(1)} * e_2 V_j^{(2)} * \dots * e_w V_j^{(w)}, \quad (2)$$

где k — порядковый номер пробной точки; j — номер декартовой координаты; w — количество разрядов двоичного представления числа k ($k = e_w e_{w-1} \dots e_1$); $V_j^{(1)}, \dots, V_j^{(w)}$ — направляющие числа; символ (*) означает поразрядное сложение по модулю два в двоичной системе счисления (операция "исключающее ИЛИ").

На втором этапе по известным координатам точек ЛП_τ-последовательности определяются координаты пробных точек в пространстве независимых переменных

$$x_{kj} = a_j + (b_j - a_j)q_{kj} \quad (j = 1, n), \quad (3)$$

где a_j, b_j — соответственно минимальные и максимальные значения независимых переменных.

Особенностью ЛП_τ-последовательности, используемой для формирования пробных точек в пространстве R^n , является то, что она обладает наилучшими характеристиками равномерности среди всех известных в настоящее время равномерно распределенных последовательностей, и, следовательно, обеспечивает наиболее эффективное зондирование пространства независимых переменных, что особенно важно при решении многоэкстремальных задач оптимизации.

Геометрический и механический расчеты коллектора выполняются по методике, базирующейся на известных методах расчета коллекторов [1-6] и включающей следующие основные этапы: определение геометрических характеристик коллектора и всех его элементов; расчет напряженно-деформированного состояния коллекторной пластины; расчет напряженного состояния изоляционных манжет, нажимных конусов и цилиндрической втулки коллектора; расчет податливостей элементов коллектора в осевом направлении; расчет напряженного состояния всех элементов коллектора при максимальной рабочей температуре; расчет давления между пластинами коллектора при наибольшей отрицательной температуре; расчет усилий и напряжений, возникающих в коллекторе при извлечении.

В процессе геометрического расчета опреде-

ляются неизвестные геометрические параметры коллекторной пластины, изоляционных манжет и прокладок, изоляционного цилиндра, нажимных конусов, цилиндрической втулки и гайки коллектора, находятся габаритные размеры коллектора в собранном виде (полная длина коллектора в осевом направлении и его диаметр по петушкам). Особенностью проводимого расчета является получение гарантированных сборочных зазоров между элементами коллектора, что обеспечивает защиту изоляционных деталей коллектора от повреждений при запрессовках и достигается использованием ряда расчетных выражений для определения необходимых радиусов скругления сопрягаемых элементов. Например, расчетное выражение для определения радиуса скругления выступа нажимного конуса R_3 имеет вид:

$$R_3 = R_0 + \frac{\delta \sin[(\phi + \beta)/2]}{\cos[(\phi - \beta)/2] - \sin[(\phi + \beta)/2]}, \quad (4)$$

где R_0 — внутренний радиус выступа изоляционной манжеты; δ — сборочный зазор между изоляционной манжетой и выступом нажимного конуса; ϕ — угол наклона ласточкиного хвоста; β — угол наклона внутренних поверхностей консольных участков коллекторной пластины.

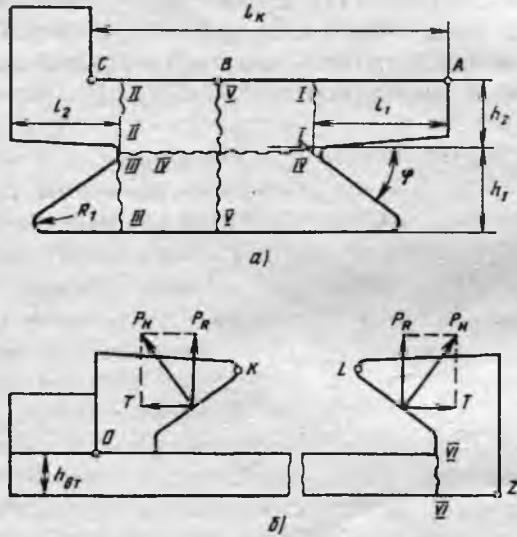


Рис. 2. Расчетные схемы коллекторной пластины (а) и крепительных элементов коллектора (б)

Расчет напряженно-демпфированного состояния коллекторной пластины выполняется известными методами сопротивления материалов и сводится к определению механических напряжений в пяти расчетных сечениях коллекторной пластины и ее радиальных прогибов в трех расчетных точках при испытательной частоте вращения коллектора. Положения расчетных сечений I-I, II-II, ..., V-V и расчетных точек A, B, C показаны на рис. 2, а. При расчете консольные участки коллекторной пластины рассматриваются как балки, защемленные на одном конце и свободные на другом, на которые действуют равномерно распределенные нагрузки от центробежных сил и радиальных составляющих сил арочного распора; боковые выступы ласточкиного хвоста

— как консольные балки, нагруженные сосредоточенными силами, приложенными в середине длины их опорной поверхности; средняя часть коллекторной пластины рассматривается как балка с опорами на концах, нагруженная равномерно распределенными радиальными силами. С учетом этого в сечениях I-I, II-II, III-III и V-V возникают напряжения изгиба, которые определяются по формуле

$$\sigma = \frac{M}{W}, \quad (5)$$

где M — величина изгибающего момента в расчетном сечении; W — момент сопротивления расчетного сечения.

В сечении IV-IV возникает напряжение растяжения, которое находится как

$$\sigma_p = \frac{P}{S}, \quad (6)$$

где P — результирующая радиальная сила, действующая на рабочую часть коллекторной пластины, расположенную выше сечения IV-IV; S — площадь расчетного сечения.

Радиальные прогибы в расчетных точках A, B, C определяются в результате решения дифференциального уравнения оси изогнутой балки, которое имеет вид

$$\frac{d^2y}{dx^2} = \frac{M_x}{EJ}, \quad (7)$$

где x , y — абсциссы и ординаты оси изогнутой балки; M_x — величина изгибающего момента в сечении x ($x=x_A$, x_B , x_C); E — модуль упругости материала коллекторной пластины; J — момент инерции сечения.

Радиальные прогибы коллекторной пластины во всех расчетных точках и напряжения в сечениях I-I, II-II и V-V определяются для изношенного коллектора, когда указанные расчетные сечения наиболее ослаблены. В противоположность этому напряжения в сечениях III-III и IV-IV находятся для неизношенного коллектора, когда нагрузки в сечениях III-III и IV-IV от действия центробежных сил и радиальных составляющих сил арочного распора являются максимальными.

Расчет напряженного состояния изоляционных манжет, нажимных конусов и цилиндрической втулки коллектора выполняется аналогичным образом с учетом характера приложенной нагрузки и местоположения наиболее напряженных участков и сечений этих элементов. Для изоляционных манжет такими участками являются их опорные конусные поверхности, для которых определяются напряжения сжатия под действием нормальных к этим поверхностям равномерно распределенных сил. Для нажимных конусов наиболее напряженными являются кольцевые волокна, проходящие через крайние точки выступов (точки K и L на рис. 2, б), которые подвергаются растяжению под действием радиальных сил круговой арки коллектора P_R , собственных центробежных сил нажимных конусов и

выкручивающих моментов, возникающих из-за несовпадения точек приложения действующих сил и центров масс сечений нажимных конусов. Кроме того, рассчитываются напряжения сжатия кольцевых волокон, проходящих через точки O и Z . Для цилиндрической втулки коллектора расчетным сечением является стык между этой втулкой и нажимным конусом (сечение $VI-VI$ на рис. 2,б), где возникают напряжение растяжения под действием аксиальной составляющей сил круговой арки коллектора T и напряжение изгиба под действием выкручивающего момента со стороны нажимного конуса. Суммарное напряжение в указанном сечении определяется по формуле

$$\sigma_{\text{вт}} = \frac{K(C + Q) \operatorname{tg} \phi}{2\pi D_{\text{вт}} h_{\text{вт}}} + \frac{6M_{\text{вт}}}{\pi D_{\text{вт}} h_{\text{вт}}^2}, \quad (8)$$

где K — число пластин коллектора; C и Q — соответственно центробежная сила и радиальная составляющая силы арочного распора одной коллекторной пластины; $M_{\text{вт}}$ — выкручивающий момент в расчетном сечении цилиндрической втулки коллектора; $D_{\text{вт}}$ и $h_{\text{вт}}$ — диаметр центра масс продольного сечения цилиндрической втулки коллектора и ее толщина.

Расчет податливостей элементов коллектора в осевом направлении выполняется с целью оценки его напряженного состояния при различных температурах, а также при изготовлении. В процессе расчета определяются податливость круговой арки коллектора, податливости его крепительных элементов (изоляционных манжет, нажимных конусов, цилиндрической втулки коллектора) и находится суммарная податливость коллектора в осевом направлении. Наиболее общее выражение для определения податливости элементов имеет вид

$$\lambda = \frac{\Delta x}{\Delta T}, \quad (9)$$

где ΔT — приращение силы, действующей на элемент коллектора в осевом направлении; Δx — деформация элемента под действием силы.

При работе коллектора в его элементах наряду с напряжениями от центробежных сил и сил арочного распора возникают дополнительные напряжения, обусловленные разностью рабочих и технологических температур, а также различиями в коэффициентах линейного расширения материалов, из которых он изготовлен. Для учета этих дополнительных напряжений предусматривается температурный коэффициент напряжений, который находится по формулам:

$$k_t = 1 + \frac{2\Delta T_t}{K(C + Q) \operatorname{tg} \phi}; \quad (10)$$

$$\Delta T_t = \frac{(t - t_0)(\alpha_a - \alpha_{kp})}{\Sigma \lambda}, \quad (11)$$

где k_t — температурный коэффициент напряжений; ΔT_t — температурное приращение осевой силы затяга коллектора; t — рабочая температура коллектора; t_0 — температура коллектора при его

запрессовке и затяжке гайки; α_a и α_{kp} — осевые деформации круговой арки и крепительных элементов коллектора, приходящиеся на один градус изменения температуры; $\Sigma \lambda$ — суммарная податливость коллектора в осевом направлении.

С учетом формул (10) и (11) задача расчета напряжений в элементах коллектора при максимальной рабочей температуре решается путем определения коэффициента k_t для этой температуры и его умножения на ранее найденные значения напряжений.

Одним из наиболее неблагоприятных эксплуатационных режимов коллектора является пуск электрической машины из холодного состояния при отрицательной температуре окружающей среды. Работоспособность коллектора при этом в значительной степени определяется остаточным давлением между его пластинами, которое находится по выражению

$$p_{\text{от}} = p + \frac{\Delta T_t}{\pi F \operatorname{tg} \phi}, \quad (12)$$

где $p_{\text{от}}$ — давление между пластинами коллектора при наибольшей отрицательной температуре; p — расчетное давление между пластинами коллектора; F — площадь боковой поверхности пластины.

В выражении (12) температурное приращение осевой силы затяга находится по формуле (11) для наибольшего значения отрицательной температуры и имеет, соответственно, отрицательное значение.

Расчет напряжений, возникающих в элементах коллектора при изготовлении, выполняется для режима запрессовки нажимных конусов, который является одним из наиболее неблагоприятных. В этом режиме наибольшие напряжения развиваются в изоляционных манжетах и сечениях $III-III$ ласточкиных хвостов. Для расчета указанных напряжений вводится коэффициент запрессовки $k_{3\pi}$, который характеризует увеличение напряжений при запрессовке относительно их значений в рабочем режиме и находится по формуле

$$k_{3\pi} = \frac{2\pi p_{3\pi} F}{K(Q + C)}, \quad (13)$$

где $p_{3\pi}$ — технологическое давление между пластинами коллектора при запрессовке.

В соответствии с алгоритмом (рис.3) в процессе геометрического и механического расчетов коллектора осуществляется последовательная проверка более тридцати функциональных ограничений, которые сводятся к следующим основным видам

$$d \geq [d]; \quad (14)$$

$$\sigma_u \leq [\sigma_u]; \quad (15)$$

$$y \leq [y]; \quad (16)$$

$$\sigma_p \leq [\sigma_p]; \quad (17)$$

$$\sigma_{\text{вт}} \leq [\sigma_{\text{вт}}]; \quad (18)$$

$$p_{\text{от}} \geq [p_{\text{от}}], \quad (19)$$

где величины без скобок представляют собой функции ограничений $g_r(X)$, а величины в квадратных скобках — их предельно допустимые значения.

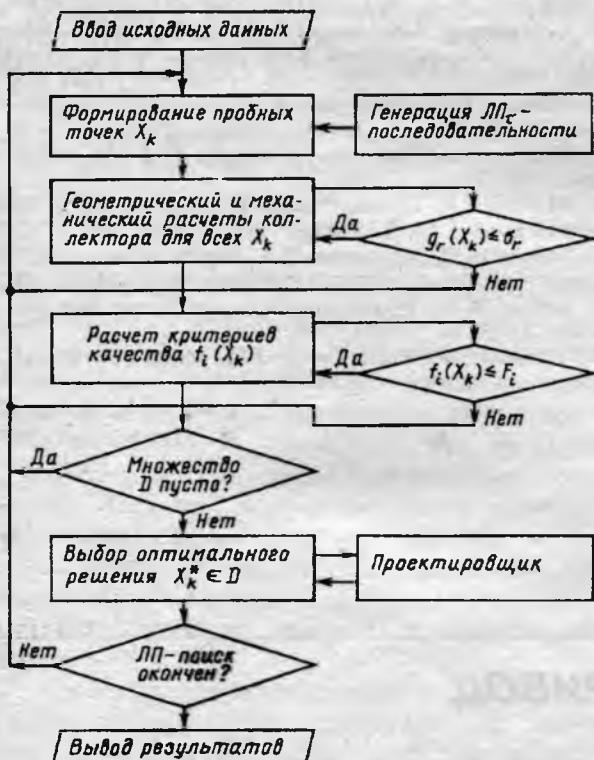


Рис. 3. Схема алгоритма оптимального проектирования коллектора

Ограничения вида (14) относятся к разряду геометрических и накладываются, например, на внутренний диаметр цилиндрической втулки коллектора d (рис. 1), который не должен быть меньше некоторого предельного значения $[d]$, определяемого диаметром вала электрической машины. Ограничения (15), (17) и (18) являются условиями обеспечения прочности элементов коллектора при различных видах нагружения и режимах, которые возникают в процессе производства и эксплуатации. Что касается ограничений (16) и (19), то они вводятся как условия обеспечения работоспособности коллектора при высоких частотах вращения и отрицательных температурах, устанавливая предельные значения радиальных прогибов коллекторных пластин u и остаточного давления между ними $p_{\text{от}}$. Если в процессе расчета и проверки функциональных ограничений для некоторой пробной точки X_k какое-то из ограничений не выполняется, то расчет для данной точки немедленно прекращается и осуществляется переход к следующей пробной точке X_{k+1} . В случае выполнения всех функциональных ограничений рассчитываются критерии качества коллектора и производится проверка критериальных ограничений, которая выполняется аналогично предыдущей.

При выполнении всех критериальных ограничений проверяются непустоты множества D . Ес-

ли это множество оказывается пустым, то корректируются критериальные ограничения и расчет начинается вновь. В случае непустоты множества D выбирается оптимальное в смысле Парето решение [9]. Парето-оптимальным решением многокритериальной задачи называется такой вектор независимых переменных $X^* \in D$, для которого выполняются неравенства

$$f_i(X^*) \leq f_i(X) \quad (i = 1, m), \quad (20)$$

причем хотя бы одно из этих неравенств является строгим. Поскольку неравенствам (20), как правило, удовлетворяет не одно, а несколько решений, то окончательный выбор оптимального решения осуществляется проектировщиком в режиме интерактивного взаимодействия с ЭВМ. Если полученное решение устраивает проектировщика, то процесс оптимального проектирования коллектора считается оконченным и результаты выводятся на внешние устройства ЭВМ. При необходимости улучшения полученного решения корректируются параметрические ограничения, числа пробных точек и поиск оптимального варианта коллектора продолжается.

Пример. Приведем результаты оптимального проектирования коллектора авиационного электродвигателя мощностью 4 кВт. Проектирование было выполнено на ЭВМ типа IBM PC/AT-386DX, язык программирования Turbo Pascal (версия 6.0). Основные исходные данные для проектирования: диаметр коллектора $D_k = 50$ мм; длина его рабочей поверхности $l_k = 30$ мм; число коллекторных пластин $K = 17$; максимальная частота вращения $n_{\text{max}} = 250 \text{ с}^{-1}$; максимальная рабочая температура $t_{\text{max}} = 250^\circ\text{C}$; наибольшая отрицательная температура $t_{\text{от}} = -60^\circ\text{C}$; коэффициент запрессовки $k_{\text{зп}} = 1,5$. Применяемые материалы: для коллекторных пластин — хромистая медь, для крепительных элементов — сталь, для изоляционных деталей — слюда и мikanит. Независимые переменные варьировались в пределах: $p = 7,5 \div 12,5 \text{ МПа}$; $h_1 = 9 \div 12 \text{ мм}$; $h_2 = 4,6 \div 6,0 \text{ мм}$; $\phi = 30 \div 36^\circ$; $l_1 = 9 \div 12 \text{ мм}$; $l_2 = 7 \div 10 \text{ мм}$; $R_1 = 1 \div 1,3 \text{ мм}$. Количество пробных точек составляло $N = 1024$. В качестве целевых функций были приняты: масса коллектора в собранном виде, масса меди, масса стали и масса изоляционных деталей коллектора. Результаты проектирования представлены в таблице.

Как показывает таблица, среди семи работоспособных вариантов коллектора, удовлетворяющих всем ограничениям, разница между наихудшим и наилучшим вариантами составляет: по массе коллектора — 10% (варианты 1 и 7), по массе стали — 11% (варианты 2 и 4) и по массе меди — 13% (варианты 4 и 7). Если в качестве наилучшего принять вариант 7, обеспечивающий минимальные значения массы меди и массы коллектора в целом, то оптимальное решение X^* имеет вид: $p = 12,12 \text{ МПа}$; $h_1 = 9,22 \text{ мм}$; $h_2 = 4,87 \text{ мм}$; $\phi = 34,22^\circ$; $l_1 = 11,63 \text{ мм}$; $l_2 = 9,68 \text{ мм}$; $R_1 = 1,01 \text{ мм}$.

Номер варианта коллектора	Номер пробной точки	Масса коллектора, кг	Масса меди, кг	Масса стали, кг	Масса изоляции, кг
1	$k=1$	0,705	0,438	0,243	0,024
2	$k=5$	0,700	0,430	0,247	0,023
3	$k=21$	0,689	0,429	0,237	0,023
4	$k=30$	0,681	0,438	0,221	0,022
5	$k=357$	0,659	0,406	0,231	0,022
6	$k=707$	0,652	0,393	0,238	0,021
7	$k=823$	0,634	0,383	0,230	0,021

Таким образом, предложенный подход к расчету и конструированию коллектора с позиции их оптимального параметрического синтеза по нескольким критериям качества, а также разработанный на его основе алгоритм обеспечивают повышение технико-экономических показателей проектируемых коллекторов и могут быть использованы при разработке САПР коллекторных электрических машин.

Список литературы

1. Алексеев А.Е. Конструкция электрических машин. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1958.
2. Бертинов А.И., Ризник Г.А. Проектирование авиационных электрических машин постоянного тока. М.: Оборонгиз, 1958.
3. Бабаджанян П.А., Люсин Б.И. Конструкция и производство коллекторов электрических машин. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1960.
4. Видеман Е., Келленбергер В. Конструкции электрических машин. Л.: Энергия. Ленинградское, 1972.
5. Коллекторы электрических машин /Под ред. Б.Н.Красовского. М.: Энергия, 1979.
6. Шлыгин В.В. Прочностные и размерные расчеты электрических машин. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963.
7. Соболь И.М., Статников Р.Б. Выбор оптимальных параметров в задачах со многими критериями. М.: Наука, 1981.
8. Соболь И.М. Многомерные квадратурные формулы и функции Хаара. М.: Наука, 1969.
9. Подиновский В.В., Ногин В.Д. Парето-оптимальные решения многокритериальных задач. М.: Наука, 1982.

Поступила 01.09.93

ЭЛЕКТРОПРИВОД

УДК 621.313.13-529

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ИМПУЛЬСНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Б.Н.ПОПОВ, канд.техн.наук, А.А.КИРИЛЛОВ, инж.

МАИ

В [1] обосновано применение цифровых следящих приводов (ЦСП) с ключевыми усилителями мощности (КУМ) и двумя микропроцессорными вычислителями в контуре (рис. 1). На рис. 1 приняты обозначения: ЦУМ — цифровая управляющая машина; СМВ — специализированный микропроцессорный вычислитель; СМК — специализированный микропроцессорный контроллер; АЦП — аналого-цифровой преобразователь; УГР — устройство гальванической развязки; ИД — исполнительный двигатель.

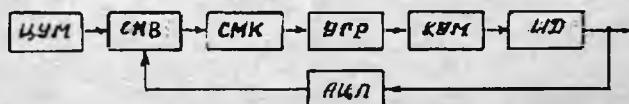


Рис. 1

В [2, 3] для таких ЦСП с трехфазными вентильными и синхронными двигателями получены основные соотношения для управляющих логи-

ческих функций, фазных напряжений. Там же приведена методика синтеза экономичных законов коммутации.

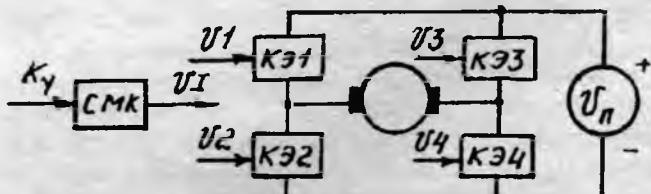


Рис. 2

На рис. 2 приведена функциональная схема системы СМК-КУМ-ДПТ при использовании в качестве ИД двигателя постоянного тока (ДПТ). На рис. 2 приняты обозначения: КЭ i — ключевой элемент, I — номер КЭ; У I — управляющие логические функции (УЛФ), I — номер КЭ; U_p — напряжение источников питания; K_y — код управления.

Сформируем минимально необходимую систему логических переменных, обеспечивающую

реализацию экономичных законов коммутации КЭ (рис. 2). Получим выражение для прикладываемого к двигателю напряжения в зависимости от УЛФ.

Для энергоприводных систем, использующих КУМ, существует проблема защиты от сквозных токов, возникающих в процессе коммутации КЭ. На примере системы КУМ—ДПТ рассмотрим метод уменьшения сквозных токов в КЭ усилителя мощности, основанный на введении в закон управления дополнительной составляющей.

Система логических переменных. Пропорциональное управление в ЦСП с КУМ основано на алгоритме широтно-импульсного преобразования, с помощью которого для ДПТ можно реализовать режимы симметричной, несимметричной и поочередной коммутации КУМ и их модификации [1]. Закон поочередной коммутации является наиболее экономичным и может быть рекомендован в качестве основного при управлении ДПТ.

К условиям реализации реверсивного регулируемого ДПТ при использовании закона поочередной коммутации КЭ относятся:

1. Изменение направления вращения двигателя (реверсирование).

2. Регулирование скорости вращения двигателя.

3. Поочередное подключение якорной цепи (в режиме динамического торможения) к положительному и отрицательному выводам источника напряжения.

Перечисленные условия можно удовлетворить, сформировав минимально необходимую систему логических переменных (МНСЛП). МНСЛП будем называть такую совокупность переменных, уменьшение которой хотя бы на одну переменную не позволяет сформировать требуемый закон коммутации.

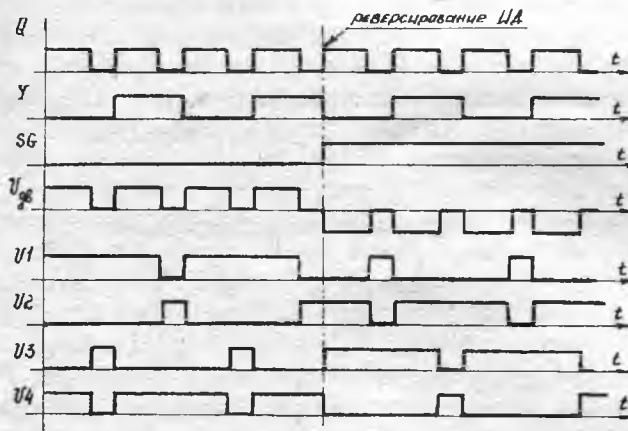


Рис. 3

Закон поочередной коммутации можно обеспечить тремя логическими переменными (по числу сформированных условий) [1]:

$$SG = \begin{cases} 1, & \text{если } K_y < 0; \\ 0, & \text{если } K_y \geq 0, \end{cases} \quad (1)$$

определяющую направление вращения двигателя;

$$Q = \begin{cases} 1, & \text{если } (k-1)T < m\tau_{02} \leq (k-1) \times \\ & \quad \times T + |K_y|\tau_{02}; \\ 0, & \text{если } (k-1)T + |K_y|\tau_{02} < m\tau_{02} \leq kT, \end{cases} \quad (2)$$

где $m = 1, 2, 3, \dots, k = E[m/K_{\text{сп}}] + 1$ — номер периода; $K_{\text{сп}}$ — модуль счета счетчика периода (СП); $E[\cdot]$ — целая часть числа в скобках; τ_{02} — время, за которое содержимое СП изменяется на 1; $T = K_{\text{сп}}\tau_{02}$ — период переменной Q (широко-импульсного сигнала — ШИС); определяющую среднее значение скорости двигателя;

$$Y = \begin{cases} 0, & \text{если } 2(k-1)T < m\tau_{02} \leq (2k-1)T; \\ 1, & \text{если } (2k-1)T < m\tau_{02} \leq 2kT, \end{cases} \quad (3)$$

управляющую поочередной коммутацией стоек моста.

Таким образом, определены три логические переменные (SG, Y, Q), образующие МНСЛП для реализации закона поочередной коммутации КЭ.

Управляющие логические функции и напряжение на двигателе. Значения управляющих логических функций $U1-U4$ переменных SG, Y, Q в соответствии с временной диаграммой (рис. 3) приведены в табл. 1.

Т а б л и ц а 1

i	SG	Y	Q	$U1$	$U2$	$U3$	$U4$	CW
0	0	0	0	1	0	1	0	$CW0$
1	0	0	1	1	0	0	1	$CW1$
2	0	1	0	0	1	0	1	$CW0$
3	0	1	1	1	0	0	1	$CW1$
4	1	0	0	1	0	1	0	$CW0$
5	1	0	1	0	1	1	0	$CW1$
6	1	1	0	0	1	0	1	$CW0$
7	1	1	1	0	1	1	0	$CW1$

Каждой комбинации логических переменных поставлено в соответствие управляющее слово $CW < U1 \ U2 \ U3 \ U4 >$ [2,3]. Как следует из табл. 1, при законе поочередной коммутации число уникальных CW равно четырем, причем они попарно инверсны.

Аналитические выражения для $U1-U4$ (минимальные дизъюнктивные нормальные формы) имеют вид:

$$U1 = \bar{Y} \cdot \bar{Q} \vee \bar{SG} \cdot Q; \quad U2 = \bar{U1}; \\ U3 = \bar{Y} \cdot \bar{Q} \vee SG \cdot Q; \quad U4 = \bar{U3}; \quad (4)$$

где знак $(\bar{\cdot})$ — отрицание, логическое НЕ; знак (\cdot) — конъюнкция, логическое И; знак (\vee) — дизъюнкция, логическое ИЛИ.

На рис. 3 показаны система логических переменных SG, Y, Q , УЛФ $U1-U4$ и напряжение $U_{\text{дв}}$, приложенное к двигателю.

СМК, принимая код управления K_y от СМВ и импульсы с периодом τ_{02} от генератора импульсов (ГИ), реализует три следующих алгоритма (рис. 4):

1. Выделение модуля $|K_y|$ и знака (логическая переменная SG).

2. Формирование логических переменных Q , пропорциональной модулю кода управления $|K_y|$, и Y .

3. Формирование управляющих логических функций $U1-U4$, обеспечивающих требуемый закон коммутации КЭ усилителя мощности на основе минимально необходимой системы логических переменных.

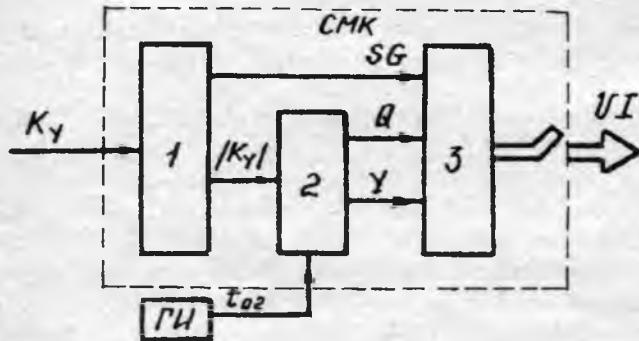


Рис. 4

Напряжение $U_{\text{дв}}$, приложенное к двигателю, в функции УЛФ и в соответствии с временными диаграммами (рис. 3) имеет вид:

$$U_{\text{дв}} = \begin{cases} +U_n, & \text{если } U1 \cdot \overline{U3} = 1; \\ 0, & \text{если } \overline{U1} \oplus \overline{U3} = 1; \\ -U_n, & \text{если } U1 \cdot U3 = 1, \end{cases} \quad (5)$$

где знак (\oplus) — логическая функция "сумма по модулю 2".

Таблица 2

Номер варианта	Условия	$U1$	$U3$	$U_{\text{дв}}$
I	$SG=0$	$\overline{Y} \cdot \overline{Q}$	$\overline{Y} \cdot \overline{Q}$	$\begin{cases} +U_n, & \text{если } U1 \cdot \overline{U3} = 1 \\ 0, & \text{если } \overline{U1} \oplus \overline{U3} = 1 \\ -U_n, & \text{если } U1 \cdot U3 = 1 \end{cases}$
	$SG=1$	$\overline{Y} \cdot \overline{Q}$	$\overline{Y} \cdot \overline{Q}$	$\begin{cases} 0, & \text{если } \overline{U1} \oplus \overline{U3} = 1 \\ -U_n, & \text{если } \overline{U1} \cdot U3 = 1 \end{cases}$
II	$Y=0$	$SG \cdot Q$	$\overline{SG} \cdot Q$	$\begin{cases} +U_n, & \text{если } U1 \cdot \overline{U3} = 1 \\ 0, & \text{если } \overline{U1} \cdot \overline{U3} = 1 \\ -U_n, & \text{если } \overline{U1} \cdot U3 = 1 \end{cases}$
III	$Y=0, SG=0$	1	\overline{Q}	$\begin{cases} +U_n, & \text{если } \overline{U3} = 1 \\ 0, & \text{если } \overline{U3} = 0 \end{cases}$
	$Y=0, SG=1$	\overline{Q}	1	$\begin{cases} 0, & \text{если } \overline{U1} = 0 \\ -U_n, & \text{если } \overline{U1} = 1 \end{cases}$

Полученные соотношения описывают работу реверсивного регулируемого ДПТ с законом поочередной коммутации КЭ. Как частные случаи, из (4) и (5) можно получить выражения для: нереверсивного регулируемого ДПТ с законом поочередной коммутации КЭ (I вариант); реверсивного (II вариант) и нереверсивного (III вариант) регулируемого ЭП с законом несимметричной коммутации КЭ.

В табл. 2 приведены выражения для УЛФ и напряжения на двигателе для перечисленных трех случаев. Во втором столбце указаны условия, при которых эти выражения получены из (4) и (5).

Анализ выражений (табл. 2) позволяет сделать ряд выводов.

1. Для нереверсивного регулируемого ДПТ с законом поочередной коммутации необходимо наличие четырех КЭ.

2. Закон несимметричной коммутации является частным случаев поочередного. Действительно, если в (4) положить $Y=0$ ($\overline{Y}=1$) и дважды применить формулы де Моргана, то:

$$\begin{aligned} U1 &= \overline{Q} \vee \overline{SG} \cdot Q = Q(\overline{SG} \vee \overline{Q}) = \\ &= SG \cdot Q \vee Q \cdot \overline{Q} = SG \cdot Q; \\ U2 &= \overline{Q} \vee SG \cdot Q = Q(\overline{SG} \vee \overline{Q}) = \\ &= SG \cdot Q \vee Q \cdot \overline{Q} = \overline{SG} \cdot Q. \end{aligned} \quad (6)$$

Соотношения (6) подтверждают корректность выражений, полученных для УЛФ в случае закона поочередной коммутации КЭ.

3. Для нереверсивного регулируемого ДПТ с законом несимметричной коммутации КЭ достаточно использование одной стойки. Признаком отсутствия второй стойки является вырождение УЛФ в константу.

Режим симметричной коммутации, как наименее экономичный по энергетики, здесь не рассматривается. Приведем только выражение для напряжения на двигателе

$$U_{\text{дв}} = \begin{cases} +U_n, & \text{если } U1 \cdot \overline{U3} = 1 \\ -U_n, & \text{если } \overline{U1} \cdot U3 = 1 \end{cases} \quad (7)$$

В случае подстановки новой переменной:

$$AB = \begin{cases} 1, & \text{если } |K_y| \geq K_z; \\ 0, & \text{если } |K_y| < K_z, \end{cases} \quad (8)$$

где K_z — половина ширины зоны нечувствительности, выраженная в единицах младшего разряда СМВ; в (5) вместо Q можно получить выражения УЛФ для двух- (при $K_z=1$, $Q=1$) и трехпозиционного (при $K_z>1$, $Q=AB$) релейного управления. Для трехпозиционного релейного управления напряжение на двигателе совпадает с (5), двухпозиционного — с (7).

Анализ формул (5) и (7) и табл. 2 показывает, что для всех законов коммутации области допустимых управлений отличаются отсутствием либо

наличием (а в последнем случае условиями реализации) режима динамического торможения.

Алгоритмический метод уменьшения сквозных токов в ключевых элементах усилителя мощности. Одной из важных задач при использовании КУМ является уменьшение влияния сквозных токов, протекающих в транзисторах КЭ в момент коммутации. Сквозной ток искажает информацию (UI) о требуемой скорости двигателя и вызывает дополнительные потери энергии из-за нагрева КЭ. Последнее снижает работоспособность транзисторов, уменьшает надежность всего ЦСП.

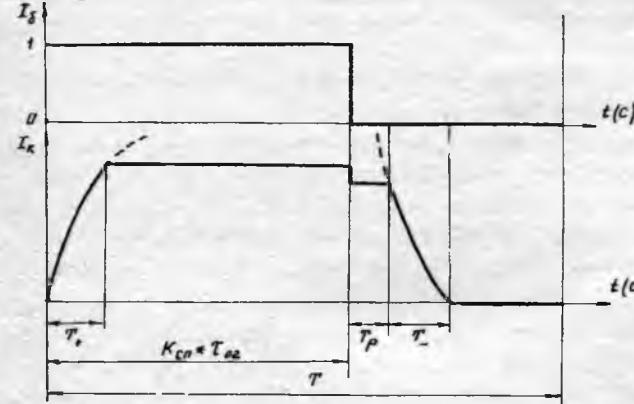


Рис. 5

Причиной возникновения сквозных токов в КЭ [4] является наличие постоянных времени нарастания (T_+) и спада (T_-) тока коллектора транзистора, а также времени рассасывания (T_p) основных зарядов в базе (рис. 5).

Известен ряд способов уменьшения сквозных токов. Так, в [5] предложены модификации законов несимметричной и поочередной коммутации путем использования шунтирующих диодов в режиме динамического торможения. При таком подходе увеличивается время нахождения транзисторов в закрытом состоянии. В [6-7] задача решается с помощью дополнительных элементов (схем блокировки или триггеров), обеспечивающих временной сдвиг между моментами переключения КЭ одной стойки.

Предлагаемый способ основан на том, что временной сдвиг (задержка) вводится алгоритмически в закон коммутации. По сравнению с приведенными этот способ имеет преимущества:

не усложняется схема КЭ или КУМ за счет дополнительных аппаратных средств;

повышается стабильность задержки, а следовательно, точность регулирования скорости;

появляется возможность программировать задержку в зависимости от типов используемых транзисторов, не изменяя схемы КУМ.

Обозначим время, необходимое для завершения переходных процессов в транзисторах, через $T_L = T_- + T_p$, а соответствующую логическую переменную — L . Анализ временной диаграммы показывает, что в течение одного периода ШИС существуют две области сквозных токов; в начале каждого периода ШИС и по окончании действия ШИС. Для уменьшения сквозных токов следует задерживать поступление сигнала UI на один из

КЭ до тех пор, пока не завершились переходные процессы во втором КЭ.

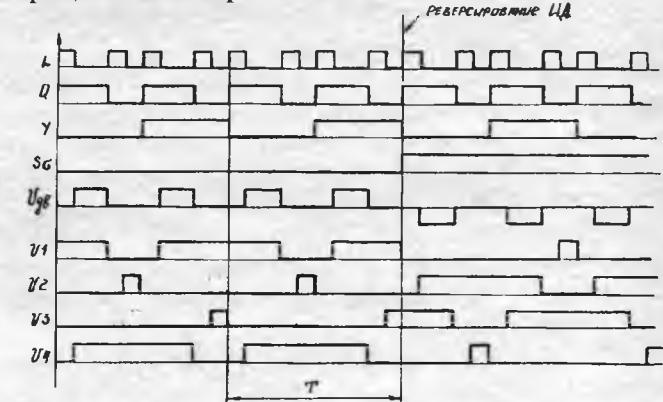


Рис. 6

Логическую переменную L можно определить как:

$$L = \begin{cases} 1, & \text{если } (k-1)T < m\tau_{02} \leq (k-1)T + L\tau_{02} \\ & \text{или } (k-1)T + |K_y|\tau_{02} < m\tau_{02} \leq (k-1)T + \\ & + |K_y|\tau_{02} + L\tau_{02}; \\ 0, & \text{если } (k-1)T + L\tau_{02} < m\tau_{02} \leq (k-1)T + \\ & + |K_y|\tau_{02} \\ & \text{или } (k-1)T + |K_y|\tau_{02} + L\tau_{02} < m\tau_{02} \leq kT, \end{cases} \quad (9)$$

где $L = E[T_L/\tau_{02} + 0,5]$.

Значения управляющих логических функций $U1-U4$ переменных SG, Y, Q, L в соответствии с временной диаграммой (рис. 6) приведены в табл. 3.

Таблица 3

i	SG	Y	Q	L	$U1$	$U2$	$U3$	$U4$	CW
0	0	0	0	0	0	0	1	1	$CW0$
1	0	0	0	1	0	0	0	1	$CW2$
2	0	0	1	0	1	0	0	1	$CW1$
3	0	0	1	1	1	0	0	0	$CW3$
4	0	1	0	0	1	1	0	0	$CW0$
5	0	1	0	1	1	0	0	0	$CW3$
6	0	1	1	0	1	0	0	1	$CW1$
7	0	1	1	1	0	0	0	1	$CW2$
8	1	0	0	0	0	1	0	1	$CW0$
9	1	0	0	1	0	1	0	0	$CW4$
10	1	0	1	0	0	1	1	0	$CW1$
11	1	0	1	1	0	0	1	0	$CW5$
12	1	1	0	0	1	0	1	0	$CW0$
13	1	1	0	1	0	0	1	0	$CW5$
14	1	1	1	0	0	1	1	0	$CW1$
15	1	1	1	1	0	1	0	0	$CW4$

Каждой комбинации логических переменных поставлено в соответствие управляющее слово $CW < U1 U2 U3 U4 >$. Как следует из табл. 3, при законе поочередной коммутации с защитой от

Таблица 4

Тип транзистора	T_+ , мкс	T_p , мкс	T_- , мкс	Тип двигателя	R_{db} , Ом	U_{db} , В	T_{db} , мкс	τ_{02} , мкс
KT 828A	0,5	4	6	ДПР-25	9	27	1500	2

сквозных токов число уникальных CW равно восьми, причем лишь два попарно инверсны.

Получение аналитических выражений для УЛФ $U1-U4$ (минимальных дизьюнктивных нормальных форм) с использованием метода Карно-Вейча обеспечивает экономичность законов коммутации. УЛФ $U1-U4$ после применения свойства дистрибутивности логических функций имеют вид:

$$U1 = \overline{SG(Y \oplus Q)} \vee \overline{L}(\overline{SG} \cdot Q \vee \overline{Y} \cdot \overline{Q}); \quad (10)$$

$$U2 = SG(Y \oplus Q) \vee \overline{L}(SQ \cdot Q \vee Y \cdot \overline{Q}); \quad (11)$$

$$U3 = SG(\overline{Y} \oplus \overline{Q}) \vee \overline{L}(SQ \cdot Q \vee \overline{Y} \cdot \overline{Q}); \quad (12)$$

$$U4 = \overline{SG(Y \oplus Q)} \vee \overline{L}(\overline{SQ} \cdot Q \vee Y \cdot \overline{Q}). \quad (13)$$

Использование логической переменной L в законе управления эквивалентно введению в прямую цепь привода звена запаздывания и влияет на динамические свойства (например, вид переходного процесса). Степень влияния была исследована при математическом моделировании системы: СМК-КУМ-ДПТ с параметрами, приведенными в табл. 4 при изменении отношения L/K_y от 0 до 1.

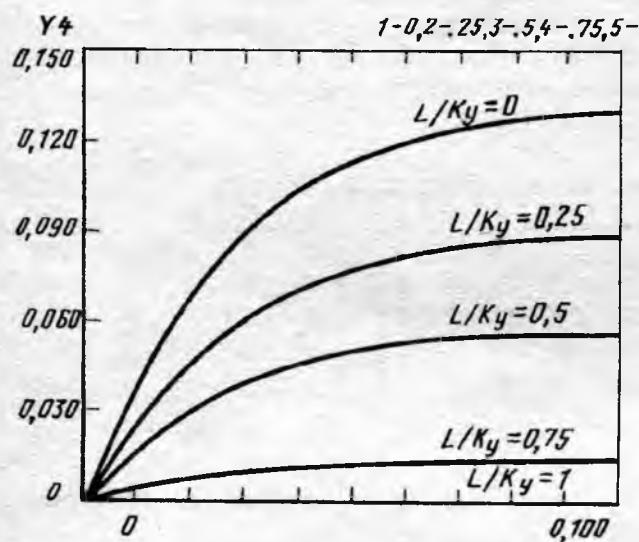


Рис. 7

Анализируя результаты моделирования (на рис. 7 шаг изменения L/K_y равен 0,25), можно сделать вывод о незначительном влиянии T_L на вид переходного процесса $\Omega_{db} = f(m\tau_{02})$ в области $K_y \geq 10L$.

Выводы

1. Сформированы МНСЛП, обеспечивающие эффективные законы коммутации КЭ с компенсацией (SG, Y, Q, L) и без компенсации (SG, Y, Q) влияния сквозных токов. Получены соотношения для УЛФ и напряжений на двигателе. Предложенный метод защиты от сквозных токов можно использовать и для других типов двигателей.

2. УЛФ (4), а также УЛФ для трехфазных вентильных [2] и синхронных [3] двигателей реализованы в виде однокристального микроконтроллера электродвигателей (МКЭД) на основе базового матричного кристалла КА1515ХМ1. МКЭД, реализуя эффективные законы коммутации для перечисленных типов двигателей, а также для асинхронного двухфазного двигателя, обеспечивает реверсирование и широтно-импульсное регулирование скоростью (током). МКЭД позволяет произвести настройку на тип двигателя, программирование числа разрядов преобразователя код — ШИС (от 5 до 12), что определяет диапазон регулирования, и ряд других функций. Кроме универсальности большим достоинством МКЭД является наличие встроенного интерфейса МПИ ОСТ.11.305.903-80, что дает возможность легко сопрягать МКЭД с любыми вычислителями, построенными на базе серий К588, К1801, К1806. При необходимости МКЭД допускает внешнее сопряжение с ЭВМ типа РС АТ и однокристальными ЭВМ серии К1816. Более подробная информация может быть получена по телефону: (095) 158-46-96.

Список литературы

1. Электропривод летательных аппаратов/ В.А.Полковников, Б.Н.Попов, Б.И.Петров и др. М.: Машиностроение, 1990.
2. Попов Б.Н. Микропроцессорное управление бесконтактными двигателями постоянного тока//Электротехника. 1992. № 12.
3. Попов Б.Н. Микропроцессорное управление синхронными трехфазными двигателями //Электротехника. 1993. № 1.
4. Косов О.А. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключения. М.: Энергия, 1961.
5. Костенко Э.М. К расчету потерь энергии в накопительных конденсаторах//Электричество. 1969. №11. С.79-85.
6. Конев Ю.И. Транзисторные импульсные устройства управления электродвигателями и электромагнитными механизмами. М.: Энергия, 1964.
7. Конев Ю.И. Транзисторные схемы автоматического управления. Проектирование и расчет. М.: Советское радио, 1967.

Поступила 17.05.93

ДВУХПОЛУПЕРИОДНАЯ СХЕМА ВЫПРЯМЛЕНИЯ В МАШИНЕ КОНТАКТНОЙ СВАРКИ

Ю.П.ГУСЛИН, инж.

Возможность получения выпрямленного сварочного тока при использовании простого выпрямителя на двух диодах Д253-4000 в контактной машине небольшой мощности объясняет интерес специалистов к схеме, показанной на рис. 1, а, однако приводимые в литературе данные не позволяют количественно оценить свойства сварочной машины, которые она приобретает благодаря использованию этой схемы [1, 2]. В статье рассмотрены процессы в указанной схеме при реальных для сварочных устройств соотношениях параметров силовой цепи и получены зависимости, позволяющие определить условия целесообразного использования этой схемы, а также выполнить расчет ее элементов.

ные относительно выпрямленного тока для двух интервалов работы схемы, и рассмотрев полученные решения на границах этих интервалов, можно получить следующее разностное уравнение

$$i_d[n+1] = \sqrt{2}I_2 A + i_d[n] \exp(-b), \quad (1)$$

где $i_d[n]$ — обозначение решетчатой функции;

$$I_2 = \frac{U_c}{K_T \sqrt{R^2 + X^2}}; \quad (2)$$

$$A = \sin \varphi \exp(-\alpha \operatorname{ctg} \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) \exp(-\pi \operatorname{ctg} \varphi); \quad (3)$$

$$b = \pi \operatorname{ctg} \varphi. \quad (4)$$

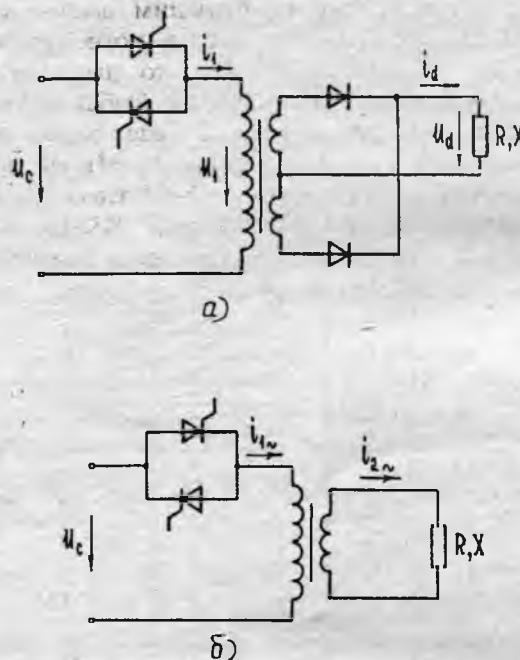


Рис. 1. Двухполупериодная схема выпрямления сварочного тока (а) и схема сварки на переменном токе (б) контактных машин

Аналитическое описание основных величин. Допущения: тиристоры и диоды — идеальные ключи; активное и индуктивное сопротивления силовой цепи сосредоточены в нагрузке; намагничивающий ток трансформатора равен нулю; питающая сеть — идеальный источник синусоидального напряжения.

На рис. 2 показаны формы первичного i_1 и выпрямленного i_d напряжений, первичного u_1 и выпрямленного u_d токов в схеме на рис. 1, а. Решив дифференциальные уравнения, составлен-

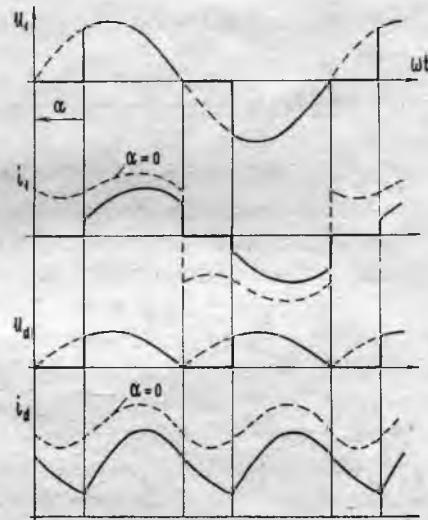


Рис. 2. Временные диаграммы

В этих выражениях: $n = 0, 1, 2, \dots$ — порядковый номер полупериода питающего напряжения; U_c — действующее значение питающего напряжения; K_T — коэффициент трансформации трансформатора; R, X — активное и индуктивное сопротивления силовой цепи, приведенные к нагрузке; α — угол регулирования; φ — фазный угол, причем

$$\cos \varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X^2}}. \quad (5)$$

Решение уравнения, подобного уравнению (1), в виде смещенных решетчатых функций приведено в [3]. Для квазистабилизированного режима ($n \rightarrow \infty$) можно получить:

интервал 1

$$i_d[\infty, \vartheta] = \sqrt{2} I_{2-} \left\{ \sin(\vartheta + \alpha - \varphi) + \left[\frac{A}{1 - \exp(-b)} - \right. \right. \\ \left. \left. - \sin(\alpha - \varphi) \right] \exp(-\operatorname{ctg} \varphi \vartheta) \right\} \quad (6)$$

при $0 \leq \vartheta \leq \pi - \alpha$;

интервал 2

$$i_d[\infty, \vartheta] = \sqrt{2} I_{2-} \left\{ \sin \varphi + \left[\frac{A}{1 - \exp(-b)} - \right. \right. \\ \left. \left. - \sin(\alpha - \varphi) \right] \exp[(\alpha - \pi) \operatorname{ctg} \varphi] \right\} \times \\ \times \exp[-\operatorname{ctg} \varphi(\vartheta + \alpha - \pi)] \quad (7)$$

при $\pi - \alpha \leq \vartheta \leq \pi$.

Здесь $\vartheta = \omega t - \alpha - \pi n$, где ω — угловая частота питающего напряжения; t — время.

Первичный ток i_1 в интервале 1 повторяет по форме ток i_d , а в интервале 2 этот ток равен нулю. С учетом этого можно записать:

интервал 1

$$i_1[\infty, \vartheta] = \sqrt{2} I_{1-} \left\{ \sin(\vartheta + \alpha - \varphi) + \left[\frac{A}{1 - \exp(-b)} - \right. \right. \\ \left. \left. - \sin(\alpha - \varphi) \right] \exp(-\operatorname{ctg} \varphi \vartheta) \right\} \quad (8)$$

при $0 \leq \vartheta \leq \pi - \alpha$;

интервал 2

$$i_1[\infty, \vartheta] = 0 \quad (9)$$

при $\pi - \alpha \leq \vartheta \leq \pi$.

В выражении (8)

$$I_{1-} = \frac{I_{2-}}{K_T}. \quad (10)$$

Регулировочные характеристики. Полученное аналитическое описание позволяет найти выражения для следующих отношений:

$$k_{i_d} = \frac{I_d}{I_{2-}}; \quad (11)$$

$$k_{i_1} = \frac{I_1}{I_{1-}}, \quad (12)$$

где k_{i_d} , k_{i_1} — коэффициенты регулирования действующих значений выпрямленного и первичного токов; I_d , I_1 — действующие значения этих токов в схеме на рис. 1, а; I_{2-} , I_{1-} — действующие значения вторичного и первичного токов трансформатора при том же коэффициенте трансформации и той же нагрузке в схеме на рис. 1, б в режиме полнофазного включения.

На рис. 3 приведены зависимости k_{i_d} и k_{i_1} от $\cos \varphi$ при различных значениях α . Введение коэффициентов регулирования позволяет определять действующие значения токов в схеме выпрямления по следующим формулам:

$$I_d = k_{i_d} I_{2-}; \quad (13)$$

$$I_1 = k_{i_1} I_{1-}. \quad (14)$$

Особенностью машины контактной сварки является сравнительно малое вторичное напряжение трансформатора и большой ток нагрузки, что обуславливает большие углы коммутации и большое падение напряжения на диодах выпрямителя по сравнению со вторичным напряжением. В связи с этим в практических расчетах ток I_{2-} следует определять по формуле

$$I_{2-} = \frac{U_c - K_T U_n}{K_T \sqrt{R^2 + X^2}}, \quad (15)$$

где U_n — напряжение, которое для выпрямителя на двух диодах Д253-4000 при рациональной его конструкции не превышает 1,2 В.

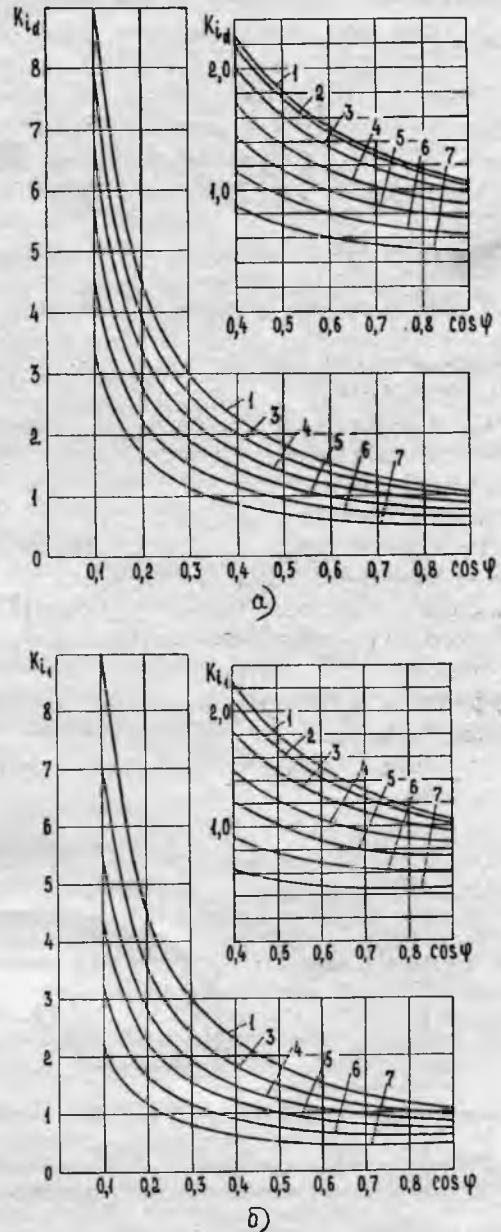


Рис. 3. Регулировочные характеристики:

1 — при $\alpha = 0$; 2 — 20° ; 3 — 40° ; 4 — 60° ; 5 — 75° ; 6 — 90° ; 7 — 105°

Пульсация сварочного тока является важным параметром, определяющим область материалов, детали из которых целесообразно сваривать на рассматриваемой машине. Коэффициент пульсации выпрямленного тока определяется по формуле

$$K_n = \frac{I_{d_{\max}} - I_{d_{\min}}}{2I_{d_{\text{cp}}}}, \quad (16)$$

где $I_{d_{\max}}$, $I_{d_{\min}}$ — максимальное и минимальное значения выпрямленного тока в течение полупериода питающего напряжения; $I_{d_{\text{cp}}}$ — среднее значение этого тока, определяемое как полу-сумма максимального и минимального значений.

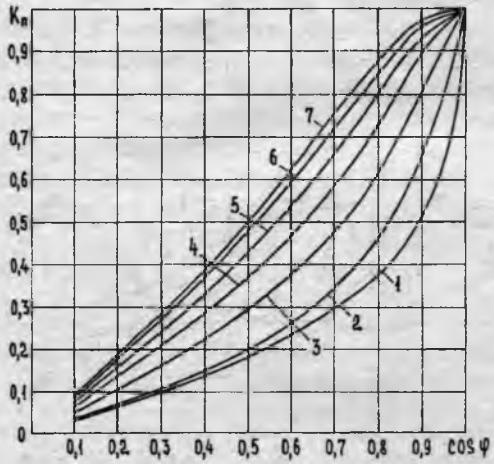


Рис. 4. Коэффициент пульсации выпрямленного тока; обозначения те же, что и на рис. 3

На рис. 4 приведены зависимости K_n для выпрямленного тока в схеме на рис. 1, а, из которых следует, что, хотя ток даже при глубоком фазовом регулировании остается непрерывным, однако его пульсация весьма значительна, поэтому сварочную машину с двухполупериодной схемой выпрямления целесообразно использовать прежде всего для сварки деталей из низкоуглеродистых сталей.

Коэффициент мощности электроустановки определяется первой гармоникой первичного тока, которая характеризуется следующими величинами:

$$\left. \begin{aligned} \gamma'_1(1) &= \frac{B'_1(1)}{\sqrt{2}I_1^{\sim}}; & \gamma''_1(1) &= \frac{B''_1(1)}{\sqrt{2}I_1^{\sim}}; \\ \gamma_1(1) &= \frac{I_1(1)}{I_1^{\sim}} = \sqrt{\gamma'^2_1(1) + \gamma''^2_1(1)}; \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

$$\varphi_1(1) = \alpha - \arctg \frac{\gamma''_1(1)}{\gamma'_1(1)}. \quad (18)$$

Здесь для первой гармоники первичного тока: $\gamma'_1(1)$, $\gamma''_1(1)$ — относительные значения коэффициентов ряда Фурье $B'_1(1)$, $B''_1(1)$; $\gamma_1(1)$ — относительная величина действующего значения; $I_1(1)$ — действующее значение; $\varphi_1(1)$ — фазовый угол. Выражения для $\gamma'_1(1)$ и $\gamma''_1(1)$ находятся из (8).

Входной коэффициент мощности k_M равен отношению активной мощности к полной мощности на сетевых зажимах устройства и выражается через определенные ранее величины следующим образом

$$k_M = \frac{\gamma_1(1)}{k_{i_1}} \cos \varphi_1(1). \quad (19)$$

Зависимости k_M приведены на рис. 5.

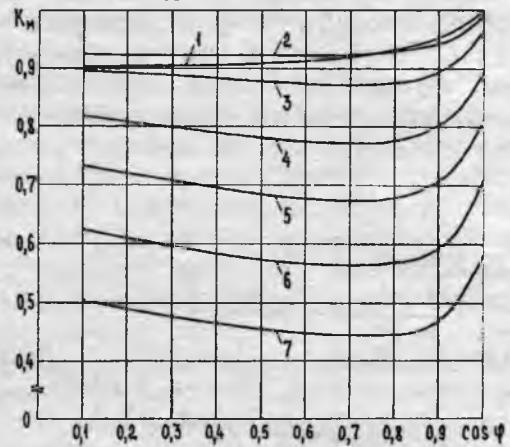


Рис. 5. Коэффициент мощности; обозначения те же, что и на рис. 3

Теоретическое сравнение устройств, использующих двухполупериодную схему выпрямления сварочного тока (рис. 1, а) и схему сварки на переменном токе (рис. 1, б) важно провести для выявления условий, при которых целесообразно использование первой из этих схем вместо второй в контактной машине.

Из (2), (5), (13) можно получить:

$$I_d = \frac{U_c}{k_{\tau}R} k_{i_d} \cos \varphi; \quad (20)$$

$$I_{2^{\sim}} = \frac{U_c}{k_{\tau}R} \cos \varphi, \quad (21)$$

или в относительных единицах

$$\bar{I}_d = k_{i_d} \cos \varphi; \quad (22)$$

$$\bar{I}_{2^{\sim}} = \cos \varphi. \quad (23)$$

Поскольку при постоянных активном сопротивлении и частоте между индуктивностью, индуктивным сопротивлением и $\cos \varphi$ существует однозначная зависимость, то по выражениям (22), (23) можно судить об изменении тока нагрузки при изменении индуктивности силовой цепи в сравниваемых устройствах. На рис. 6 показаны зависимости по выражениям (22), (23), из которых следует, что индуктивность сварочного контура в машине переменного тока оказывает существенно большее влияние на сварочный ток, чем в машине с двухполупериодной схемой выпрямления. Во второй из этих машин влияние индуктивности достаточно заметно проявляется при $\cos \varphi > 0,75$, причем по мере увеличения угла регулирования оно возрастает, однако, если $\cos \varphi < 0,75$, то при любом увеличении индуктивности и неизменном угле регулирования уменьшение выпрямленного тока составит не более 15%. Это свойство важно для сварочных устройств, в которых при осуществлении сварок в течение одного технологического цикла положение прямого и обратного токопроводов вторичного контура относительно друг друга сущ-

ствленно изменяется, а сварочный ток при этом для получения хорошего качества сварок должен оставаться достаточно стабильным. Такой случай имеет место, например, в подвесной машине контактной сварки, в которой сварочный пистолет с присоединенным к нему токопроводящим кабелем, осуществляя сварки, перемещается по изделию, а другой кабель, присоединенный к изделию в удобном месте, не изменяет своего положения.

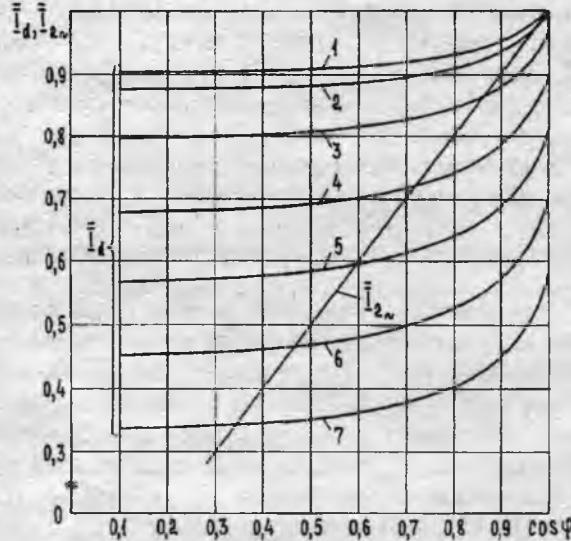


Рис. 6. Зависимости, отражающие влияние индуктивности сварочного контура на значение сварочного тока; обозначения те же, что и на рис. 3

Существенное снижение коэффициента мощности при глубоком фазовом регулировании является причиной того, что в сварочных машинах применяется ступенчатое регулирование, осуществляющее изменением коэффициента трансформации трансформатора, а фазовый способ используется на каждой ступени при получении промежуточных значений сварочного тока. На рис. 7 показаны схемы, позволяющие осуществлять ступенчатое регулирование благодаря последовательному или параллельному соединению секций первичной обмотки трансформатора [4]. Для проведения сравнения введем коэффициент регулирования действующего значения тока нагрузки k_{i_n} , определяемый отношением

$$k_{i_n} = \frac{I_{n_{\max}}}{I_{n_{\min}}}, \quad (24)$$

где I_n — действующее значение тока нагрузки при выбранных ступени и угле регулирования; $I_{n_{\max}}$ — действующее значение тока той же нагрузки на максимальной ступени при $\alpha = 0$.

В частности, для устройства со схемой на рис. 1, а

$$k_{i_n} = \frac{k_{i_d}}{k_{i_d \max}} \frac{k_{T1_{\max}}}{k_{T1_N}}, \quad (25)$$

где k_{i_d} — коэффициент регулирования по зависимостям на рис. 3, а при выбранном значении α ; $k_{i_d \max}$ — коэффициент регулирования при $\alpha = 0$;

K_{T1_N} — коэффициент трансформации на выбранной N -й ступени регулирования; $K_{T1_{\max}}$ — коэффициент трансформации на максимальной ступени.

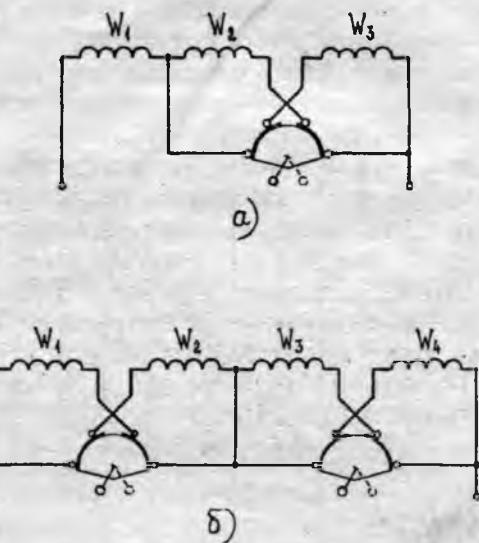


Рис. 7. Схема секционирования и переключения секций первичной обмотки трансформатора при двух (а) и четырех (б) ступенях регулирования: w — число витков секций

Подвесные машины контактной сварки переменного тока имеют, как правило, 4 ступени регулирования, которые могут быть получены по схеме на рис. 7, б. В соответствии с данными в [4] на рис. 8 показано изменение коэффициента мощности k_m такой машины при $w_3=w_4=2w_1=2w_2$, $\cos\varphi = 0,75$ и диапазоне регулирования $0,4 \leq k_{i_n} \leq 1$. На рис. 8 показано также изменение k_m для сварочной машины с двухполупериодной схемой выпрямления и двухступенчатым регулированием по схеме на рис. 7, а при $w_2=w_3=0,75w_1$ и $\cos\varphi = 0,75$. Из сравнения зависимостей на рис. 8 следует, что использование двухполупериодной схемы выпрямления в подвесной машине вместо схемы сварки на переменном токе при $\cos\varphi < 0,75$ позволяет в два раза уменьшить число ступеней без снижения минимального значения коэффициента мощности, реализуемого в процессе регулирования, т.е. без ухудшения энергетических показателей.

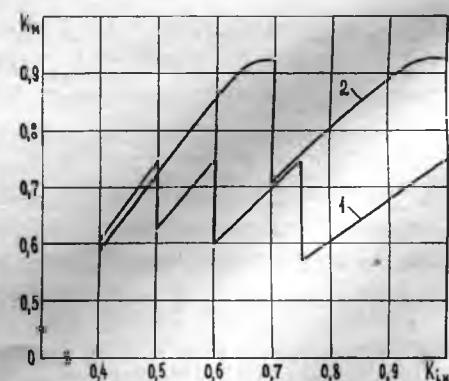


Рис. 8. Коэффициент мощности машин контактной сварки: 1 — машины переменного тока с четырьмя ступенями регулирования; 2 — машины с двухполупериодной схемой выпрямления и двумя ступенями

При сравнении массы и габаритов трансформаторов в устройствах с различными схемами питания рассматривают типовые мощности, определяемые по формуле

$$S_T = \frac{\sum_{i=1}^k S_{1i} + \sum_{i=1}^m S_{2i}}{2}, \quad (26)$$

где S_T — типовая мощность трансформатора; S_{1i} — расчетная мощность i -й секции первичной обмотки; k — число секций первичной обмотки; S_{2i} — расчетная мощность i -й секции вторичной обмотки; m — число секций вторичной обмотки.

Расчетная мощность секции определяется максимальными значениями напряжения и тока, получаемыми в процессе ступенчатого регулирования, причем ток нагрузки принимается постоянным и равным $I_{H_{max}}$. При этом

$$K_{T1_{max}} = k_{i_{d_{max}}} K_{T2_{max}}, \quad (27)$$

где $K_{T2_{max}}$ — коэффициент трансформации трансформатора в устройстве со схемой на рис. 1,б на максимальной ступени регулирования.

В соответствии с этим можно получить для устройства со схемой на рис. 1,а при секционировании первичной обмотки трансформатора по схеме на рис. 7,а и указанном выше соотношении чисел витков секций

$$S_{T1} = 1,29 \frac{U_c I_{H_{max}}}{K_{T1_{max}}} = \frac{1,29}{k_{i_{d_{max}}}} \frac{U_c I_{H_{max}}}{K_{T2_{max}}}. \quad (28)$$

То же для устройства со схемой на рис. 1,б при секционировании первичной обмотки по схеме на рис. 7,б

$$S_{T2} = 1,15 \frac{U_c I_{H_{max}}}{K_{T2_{max}}}. \quad (29)$$

Из этих выражений $S_{T1} < S_{T2}$ при $K_{T2_{max}} > 1,12$, что в соответствии с зависимостью на рис. 3,а выполняется при $\cos\phi < 0,82$, однако, если учесть электрические потери в выпрямителе, то реально снижение массы и габаритов трансформатора в устройстве со схемой на рис. 1,а по сравнению с трансформатором в устройстве со схемой на рис. 1,б можно ожидать при $\cos\phi < 0,75$.

Таким образом, полученные результаты позволяют сделать вывод, что эффективность применения двухполупериодной схемы выпрямления определяется значением $\cos\phi$ силовой цепи устройства, причем при $\cos\phi < 0,75$ использование этой схемы вместо схемы сварки на переменном токе в подвесной машине для сварки деталей из низкоуглеродистых сталей позволяет при двух ступенях регулирования уменьшить массу и габариты сварочного трансформатора, а также обеспечить достаточно стабильный сварочный ток без изменения угла регулирования при существенном изменении индуктивности силовой цепи.

Список литературы

1. Новые подвесные машины для точечной контактной сварки/Б.А.Будилов, А.И.Комарчев, Б.Н.Резников и др//Автоматическая сварка. 1991. № 1. С.72-77.
2. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. М.: Высшая школа, 1974.
3. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963.
4. Рыськова З.А. Трансформаторы для электрической контактной сварки. Л.: Энергия. Ленингр.отд-ние, 1974.

Поступила 23.09.93

НИЗКОВОЛЬТНОЕ АППАРАТОСТРОЕНИЕ

УДК 621.316.002.237

СПОСОБЫ СБОРКИ ВЗАИМОЗАМЕНЯЕМЫХ СОСТАВНЫХ ЧАСТЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

В.П.СОКОЛОВ, канд.техн.наук

В условиях массового и крупносерийного производства эффективность сборки и показатели качества всей конструкции электрических аппаратов определяются показателями взаимозаменяемости составных частей аппарата.

Если взаимозаменяемость по геометрическим размерам достигается точностью обработки, то по электротехническим выходным параметрам взаимозаменяемость составных частей обеспечивается специальными технологическими методами подбора и комплектования.

Наиболее эффективным по технико-экономическим показателям является метод групповой взаимозаменяемости, технически реализуемый посредством селективной сборки составных частей электрических аппаратов [1].

Метод селективной сборки обеспечивает высокую точность выходных параметров электрического аппарата при больших технологических разбросах параметров составных частей.

Селективная сборка является единственным возможным техническим решением обеспечения

высокой точности выходных параметров электрического аппарата, когда из-за особенностей конструкции взаимозаменяемых составных частей технологически неосуществима ни подгонка, ни регулировка выходного параметра аппарата.

Весь диапазон технологического разброса выходных параметров от A_{\min} до A_{\max} составных частей относительно номинального значения $A_{\text{ном}}$ разбивается на положительные селективные группы, номера $(+N)$ которых соответствуют положительным отклонениям $(+\Delta A)$ выходного параметра и на отрицательные селективные группы, номера $(-N)$ которых соответствуют отрицательным отклонениям $(-\Delta A)$ выходного параметра.

Последовательное расположение селективных групп образует цепочку селективных групп, которая может содержать центральную (нулевую) селективную группу с центром (серединой), совпадающим с номинальным значением $A_{\text{ном}}$ выходного параметра.

Составные части, выходные параметры A которых находятся в пределах одной селективной группы, считаются взаимозаменяемыми.

Для сборки взаимозаменяемых по суммарному выходному параметру A_{Σ} комплектов выбираются составные части из положительных селективных групп и из отрицательных селективных групп с соблюдением правила равенства суммы положительных $\Sigma(+\Delta A)$ и суммы отрицательных $\Sigma(-\Delta A)$ отклонений выходного параметра A , т.е. суммарное отклонение ΔA_{Σ} выходного параметра A_{Σ} собранного комплекта должно равняться нулю.

Для изготовления многоэлементных (из m элементов) комплектов, взаимозаменяемых по выходному параметру A_{Σ} , функционально взаимосвязанному с входным параметром b , имеющим широкий диапазон значений от b_{\min} до b_{\max} в рабочем режиме, эффективно применение селективной сборки частичных комплектов [2].

Для всех k заданных входных параметров b , соответствующих рабочему режиму, устанавливаются независимые друг от друга цепочки селективных групп.

При первом заданном входном параметре b_1 проводят контроль выходного параметра A_1 на каждом отдельном элементе и по результатам контроля A_1 эти элементы рассортируют по селективным группам, установленным для первого заданного b_1 . Затем выбирают n_1 элементов из селективных групп, алгебраическая сумма номеров которых равна нулю $\Sigma(+N)+\Sigma(-N)=0$, и собирают первые частичные комплекты с равными значениями выходных параметров $A_{1\Sigma}$, т.е. полностью взаимозаменяемые при первом заданном входном параметре b_1 .

В последующей технологической операции при втором заданном входном параметре b_2 проводят контроль выходного параметра A_2 на каждом первом частичном комплекте и по результатам контроля эти первые частичные комплекты рассортируют по селективным группам,

установленным для второго заданного b_2 . После этого выбирают n_2 первых частичных комплектов из селективных групп, алгебраическая сумма номеров которых равна нулю: $\Sigma(+N_2)+\Sigma(-N_2)=0$, и собирают вторые частичные комплекты с равными значениями выходных параметров $A_{2\Sigma}$, т.е. полностью взаимозаменяемые при втором заданном входном параметре b_2 .

Рассмотренные технологические операции селективной сборки циклически повторяются при всех k заданных входных параметрах b с постепенным набором частичных комплектов (рис. 1).

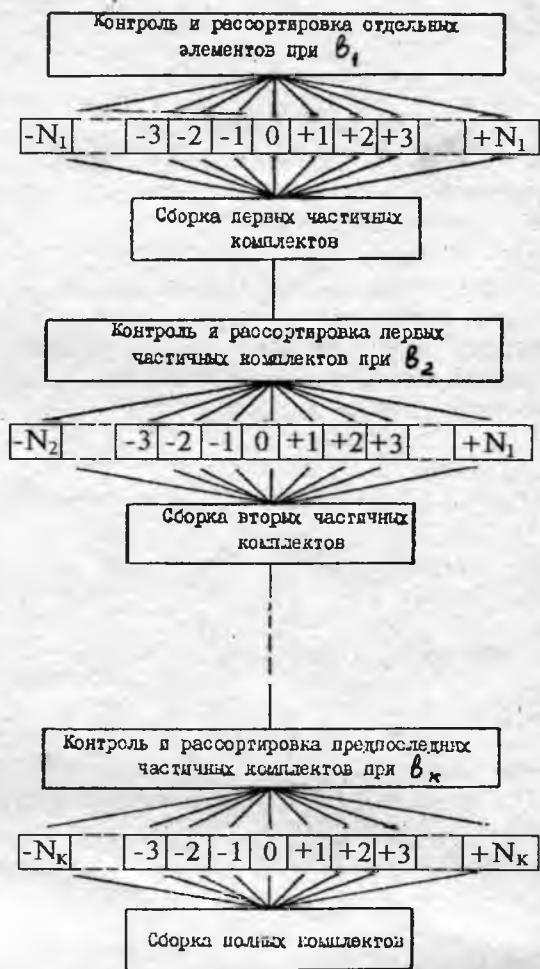


Рис. 1

В итоге собираются комплекты из $m = \prod_{i=1}^k n_i$ элементов, полностью взаимозаменяемые по выходному параметру A_{Σ} во всем заданном рабочем диапазоне входного параметра b . Разбросы ΔA_{Σ} выходного параметра A_{Σ} комплекта при каждом входном параметре b

$$\Delta A_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n_i} (\Delta A_i)^2}, \quad (1)$$

где ΔA_i — половина ширины соответствующей i селективной группы.

Количество k входных параметров b , при которых возможен постепенный набор частичных комплектов, ограничивается числом элементов в комплекте. При $n_1=n_2, \dots, n_i=n$

$$k \leq \frac{\lg m}{\lg n}. \quad (2)$$

Значительно расширяются функциональные возможности изготовления взаимозаменяемых комплектов по второму способу селективной сборки с использованием взаимосвязанных селективных групп. При технической реализации устройства селективной сборки взаимозаменяемых комплектов накопительные ячейки, соответствующие селективным группам, целесообразно располагать цепочками параллельно и по направлению осей принятой системы координат.

При первом заданном входном параметре b_1 проводят контроль выходного параметра A_1 на каждом отдельном элементе и по результатам контроля A_1 эти элементы рассортируют по селективным группам, установленным для первого заданного b_1 с положительными номерами $(+N_{x1})$ и отрицательными номерами $(-N_{x1})$, и расположенным последовательной цепочкой параллельно оси абсцисс x .

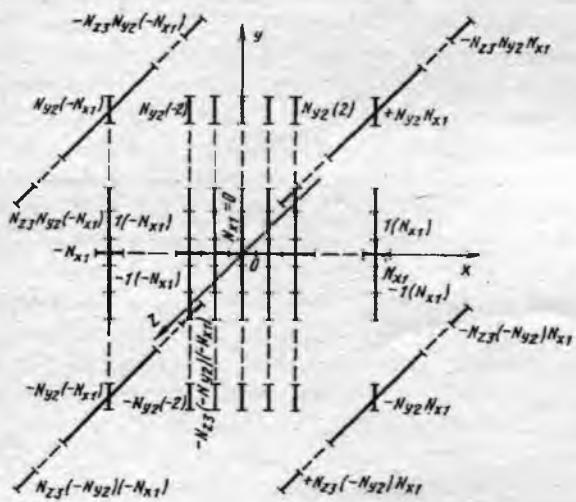


Рис. 2

Совокупность селективных групп N_{x1} образует линейную систему расположения селективных групп (рис. 2).

У всех отдельных элементов из совокупности селективных групп N_{x1} контролируют выходные параметры A_2 для второго заданного входного параметра b_2 и по результатам контроля A_2 эти элементы рассортируют по селективным группам $N_{y2}N_{x1}$, установленным для второго заданного входного параметра b_2 с положительными номерами $(+N_{y2}N_{x1})$ и с отрицательными номерами $(-N_{y2}N_{x1})$, и образующим цепочки

селективных групп, расположенных параллельно оси ординат у принятой системы координат.

Каждая цепочка селективных групп $N_{y2}N_{x1}$ проходит через селективную группу соответствующего номера N_{x1} , с которой имеет функциональную взаимосвязь, выраженную в соответствии центральной (нулевой) селективной группой цепочки $N_{y2}N_{x1}$ селективной группе N_{x1} .

Совокупность селективных групп $N_{y2}N_{x1}$ образует плоскостную систему расположения цепочек селективных групп (рис. 2). Число цепочек совокупности селективных групп $N_{y2}N_{x1}$ соответствует числу селективных групп совокупности N_{x1} .

Отдельные элементы, взятые из селективных групп совокупности $N_{y2}N_{x1}$ [подвергают контролю по выходному параметру A_3 при третьем заданном входном параметре b_3 и по результатам контроля A_2 рассортируют по селективным группам $N_{z3}N_{y2}N_{x1}$, установленным для третьего заданного входного параметра b_3 с положительными номерами $(+N_{z3}N_{y2}N_{x1})$ и с отрицательными номерами $(-N_{z3}N_{y2}N_{x1})$ и образующим цепочки селективных групп, расположенных параллельно оси апликаты z принятой системы координат.

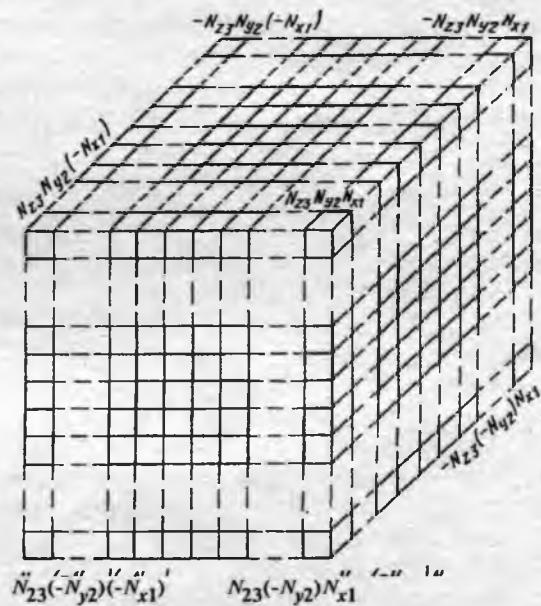


Рис. 3

Каждая цепочка селективных групп $N_{z3}N_{y2}N_{x1}$ проходит через селективную группу соответствующего номера $N_{y2}N_{x1}$, с которой имеет функциональную взаимосвязь, выраженную в соответствии центральной (нулевой) селективной группой цепочки $N_{z3}N_{y2}N_{x1}$ селективной группе $N_{y2}N_{x1}$.

Совокупность селективных групп $N_{z3}N_{y2}N_{x1}$ образует объемную (пространственную) систему расположения цепочек селективных групп (рис. 3). Число цепочек совокупности селективных групп $N_{z3}N_{y2}N_{x1}$ соответствует числу селективных групп совокупности $N_{y2}N_{x1}$.

Рассмотренные операции контроля выходных параметров A отдельных элементов и рассорти-

ровка их по селективным группам при следующих заданных входных параметрах b циклически повторяются. Последующие заданные входные параметры b_4, b_5, \dots, b_k предопределяют установление цепочек совокупностей селективных групп по направлению осей x, y, z принятой системы координат с образованием линейных систем, плоскостных систем и объемных систем расположения цепочек предыдущих селективных объемных систем (рис. 4).

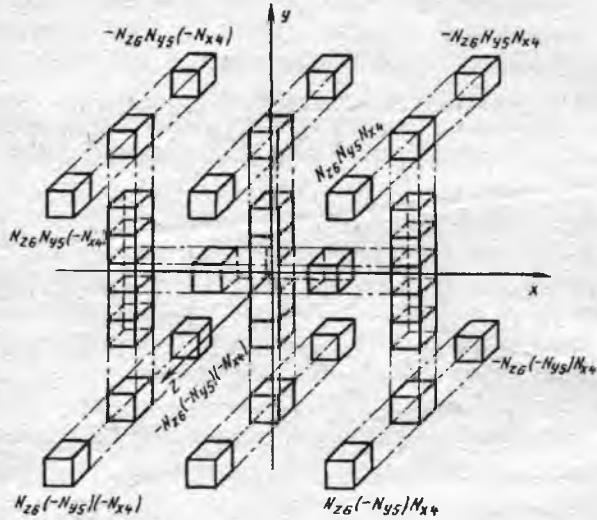


Рис. 4

После окончательной рассортировки отдельных элементов при всех заданных входных параметрах b_1, \dots, b_k проводят селективную сборку взаимозаменяемых комплектов, выбирая из соответствующих селективных групп отдельные элементы в соответствии с правилом комплектования: алгебраическая сумма номеров селективных объемных систем равна нулю, алгебраическая сумма номеров цепочек равна нулю, алгебраическая сумма селективных групп равна нулю.

Второй способ селективной сборки по сравнению с первым является весьма универсальным и распространяется на сборки всех типов взаимозаменяемых комплектов, состоящих из любого числа отдельных элементов, в том числе и на сборки комплектов, состоящих из одного, двух, трех отдельных элементов. Все собранные комплекти будут полностью взаимозаменяемы при любом количестве заданных входных параметров b .

Разбросы ΔA_Σ выходного параметра A_Σ комплекта при каждом входном параметре b определяются по уравнению (1).

Рассмотренные способы селективной сборки обеспечивают возможность в условиях массового производства изготовить одноэлементные, малоэлементные и многоэлементные комплексы составных частей электрических аппаратов, полностью взаимозаменяемые по многим выходным

параметрам и при большом количестве заданных входных параметров.

К одноэлементным составным частям электрических аппаратов можно отнести ферромагнитные сердечники дросселей магнитных усилителей, силовые тиристоры.

Ферромагнитные сердечники выбираются полностью взаимозаменяемыми по многим выходным параметрам: индукция насыщения, коэрцитивная сила, прямоугольность петли гистерезиса, параметры кривой размагничивания, динамическая магнитная проницаемость на насыщенном участке кривой намагничивания и др.

Надежная работоспособность силовых тиристоров, параллельно включенных в цепи электрических аппаратов, обеспечивается полной взаимозаменяемостью по следующим параметрам: напряжение открытия на аноде, динамическое сопротивление и падение напряжения на тиристорах в прямом направлении, ток спрямления, ток управления открытия тиристора, ток в закрытом состоянии тиристора, время открытия, время закрытия и др.

Многоэлементными взаимозаменяемыми комплектами являются нелинейные резисторы высоковольтных вентильных разрядников и ограничителей напряжения.

Рассмотренные способы можно применить и в комбинированном варианте сборки взаимозаменяемых комплектов, когда при некоторых заданных значениях входного параметра b собираются неполные комплекты из нескольких частичных комплектов с использованием независимых селективных групп, а далее эти неполные комплекты при следующих значениях входного параметра b контролируют по выходному параметру A и рассортировывают по функционально зависимым селективным группам с последующей селективной сборкой окончательных комплектов, полностью взаимозаменяемых при всех значениях входного параметра b рабочего режима.

Все представленные способы селективной сборки применимы для изготовления взаимозаменяемых изделий машиностроения, авиационной техники, радиотехники, электронной техники, медицины и других отраслей народного хозяйства.

Список литературы

1. Буловский П.И., Крылов Г.В., Лопухин В.А. Автоматизация селективной сборки приборов. Л.: Машиностроение, 1978.
 2. А.с. 761955 СССР. Способ сборки взаимозаменяемых комплектов электрических нелинейных элементов /А.Г.Годжелло, В.П.Соколов//Открытия. Изобретения. 1980. № 33.

Поступила 10.08.93

МОДЕЛЬ КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ВЧ ПО МАСЛОНАПЛНЕННЫМ КАБЕЛЯМ 110 кВ С УЧЕТОМ СПИРАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ ЖИЛЫ

Г.И.ВЛАДИМИРОВА, канд.техн.наук

С ростом потребления электрической энергии изменяются и совершенствуются схемы энергоснабжения городов и энергоемких объектов. В качестве питающих линий, кабельных вставок в ЛЭП и глубоких вводов часто используются кабели на напряжение 110 кВ и выше. В связи с этим представляет несомненный интерес исследование волновых параметров таких кабелей. Кабели на напряжение 110 кВ изготавливают с бумажной изоляцией в свинцовой или алюминиевой оболочке. Они предназначены для трехфазных систем с заземленной нейтралью с прямой связью кабельных линий с воздушными линиями электропередачи или без нее. Кабели 110 кВ работают при избыточном давлении масла 0,06-0,3 МПа (низкого и среднего давления). Они имеют маслопроводный канал в полой жиле (рис. 1), наполненный маловязким маслом [1].

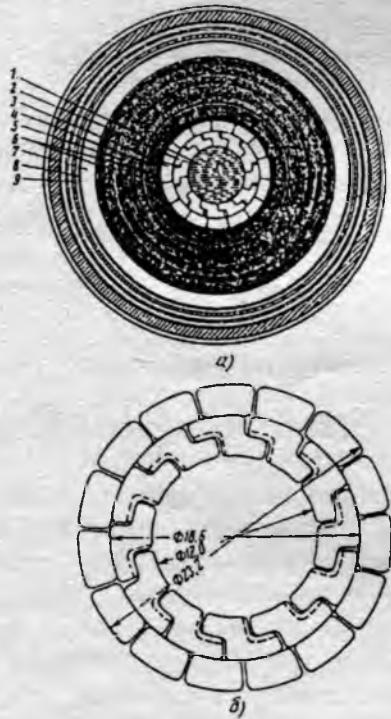


Рис. 1. Поперечное сечение маслонаполненного кабеля 110 кВ (а) и конструкция его токопроводящей жилы сечением 270 мм^2 (б)

а: 1 — канал для циркуляции масла МН-4; 2 — Z-образные проволоки токопроводящей жилы; 3 — сегментные проволоки жилы; 4 — изоляция из бумаги толщиной 0,08 мм; 5 — изоляция из бумаги толщиной 0,12мм; 6 — экран из электропроводящей бумаги; 7 — свинцовая оболочка; 8 — упрочняющие покровы; 9 — защитные покровы

Маслонаполненные кабели 110 кВ низкого и среднего давления характеризуются следующими конструктивными особенностями:

жилы выполняются из двух-трех концентрических витых слоев медной проволоки фасонного сечения (рис. 1);

бумажная изоляция пропитана заполняющим кабели маслом и градирована;

цилиндрическая металлическая оболочка кабеля выполнена чаще всего из медистого свинца с небольшим содержанием меди.

При рассмотрении модели канала распространения волн ВЧ по кабелю 110 кВ приняты следующие допущения:

из-за внутреннего избыточного давления масла проводники жилы изолированы друг относительно друга и ток протекает по спиралям, образованным отдельными проводниками жилы;

подавляющая часть тока проходит по наружному повиву жилы и с увеличением частоты поверхностьный эффект усиливается;

в кабеле отсутствуют экраны. В связи с этим в модели жила рассматривается в виде однослойной витой многопроволочной системы (рис. 2), оболочка-монолитная цилиндрическая, бумажная изоляция-градированная.

Условия распространения электромагнитных волн тока и напряжения по модели такой конструкции определяются электромагнитным полем, сосредоточенным в основном в изоляции кабеля. Носителем высокочастотной электромагнитной энергии является среда между проводниками жилы и металлической оболочкой.

Для синусоидальных гармонических колебаний электромагнитное поле в кабеле описывается уравнениями Максвелла, которые после введения комплексной диэлектрической проницаемости $\underline{\epsilon} = \epsilon - j\epsilon \operatorname{tg} \delta$, где $\operatorname{tg} \delta = \sigma/\omega\epsilon$ можно представить в унифицированном виде $\operatorname{rot} \underline{H} = j\omega \underline{E}$; $\operatorname{rot} \underline{E} = -j\omega \mu \underline{H}$.

Для модели кабеля без учета повива проводников жилы, т.е. для круговой монолитной жилы и оболочки (идеальная конструкция коаксиальной пары) при совпадении оси z с продольной осью кабеля характерно наличие только трех составляющих поля E_p , E_z , H_φ (в цилиндрической системе координат E_p вызывает ток смеще-

ния в диэлектрике, а E_z — продольный ток проводимости). Этим обеспечиваются два процесса: распространение тока вдоль кабеля ($E_z \neq 0$) и поглощение энергии жилой и оболочкой ($E_p \neq 0$).

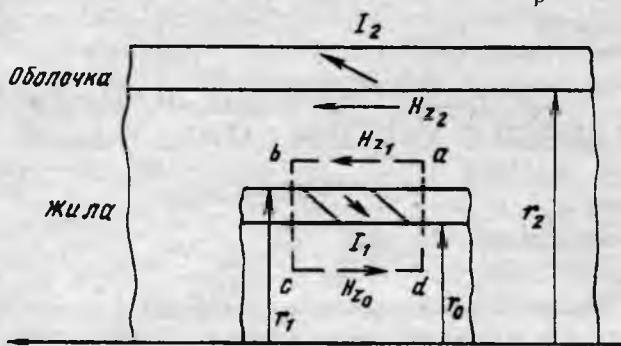


Рис. 2. К расчету с учетом спиральности проволок жилы

При спиральной конструкции жилы в модели поля кабеля появляются составляющие $E_\phi \neq 0$, $H_z \neq 0$ и $H_p \neq 0$, первая из которых обуславливает наличие поперечных токов в кабеле, вызывающих дополнительные потери в жиле и оболочке (рис. 2).

Так как поле обладает осевой симметрией, то оно может быть описано следующей системой уравнений:

$$\frac{\partial E_\phi}{\partial z} = j\omega \mu H_p; \quad (1)$$

$$\frac{\partial E_p}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = -j\omega \mu H_\phi; \quad (2)$$

$$\frac{\partial(\rho E_\phi)}{\partial \rho} = -j\omega \mu \rho H_z; \quad (3)$$

$$\frac{\partial H_\phi}{\partial \rho} - j\omega \epsilon E_p; \quad (4)$$

$$\frac{\partial H_p}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial \rho} = j\omega \epsilon E_\phi; \quad (5)$$

$$\frac{\partial(\rho H_\phi)}{\partial \rho} = j\omega \epsilon E_z. \quad (6)$$

После интегрирования уравнения (2) сначала по ϕ (от 0 до 2π), затем по ρ (от r_1 до r_2) с учетом теоремы Гаусса и закона полного тока после подстановки $U = q/C$, где

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln r_2/r_1}, \quad (7)$$

получим

$$-\frac{\partial U}{\partial z} = j\omega L_\phi I + E_{z1} - E_{z2}. \quad (8)$$

Составляющие электрического тока E_{z1} и E_{z2} определяются из граничных условий на внешней поверхности жилы и внутренней поверхности оболочки.

На основании уравнения (3) устанавливаем связь между $E_{\phi 1}$ и $E_{\phi 2}$ на поверхностях жилы и оболочки и продольной составляющей напря-

женности магнитного поля H_z (рис. 2). С использованием граничного условия Леонтовича

$E_{z1,2} = [\bar{n} H_\phi] \frac{1+j}{\sigma_{1,2} b_{1,2}}$ устанавливаем связь между E_{z1} и $H_{\phi 1}$; E_{z2} и $H_{\phi 2}$, $E_{\phi 1}$ и H_{z2} , $E_{\phi 2}$ и H_{z1} . В результате в правой части уравнения (8) получаем сумму произведений тока на продольные сопротивления кабеля:

$$-\frac{dU}{dz} = (R_{z1} + R_{z2} + R_{\phi 1} + R_{\phi 2})I + j\omega \times (L_\phi + L_z + L_{z1} + L_{z2} + L_{\phi 1} + L_{\phi 2})I, \quad (9)$$

где L_ϕ — внешняя индуктивность кабеля от циркулярного магнитного потока

$$L_\phi = \frac{\mu}{2\pi} \ln r_2/r_1; \quad (10)$$

L_z — внешняя индуктивность кабеля от продольного магнитного потока;

$$L_z = \frac{\mu\pi}{h^2} \frac{r_0^2(r_2^2 - r_1^2)}{r_2^2 - r_1^2 + r_0^2}; \quad (11)$$

$R_{1,2}$ — активное сопротивление жилы (индекс 1) и оболочки (индекс 2) с учетом спиральности жилы;

$$R_{1,2} = R_{z1,2} + R_{\phi 1,2} = \frac{1}{\sigma_{1,2} b_{1,2} 2\pi r_{1,2}} + \frac{2\pi r_{1,2}}{\sigma_{1,2} b_{1,2} h^2} \frac{r_0^2}{r_2^2 - r_1^2 + r_0^2}; \quad (12)$$

h — шаг повивы; $L_{i1,2}$ — внутренняя индуктивность жилы и оболочки с учетом спиральности жилы;

$$L_{i1,2} = L_{\phi 1,2} + L_{z1,2} = \frac{R_{\phi 1,2} + R_{z1,2}}{\omega} = \frac{R_{1,2}}{\omega}. \quad (13)$$

Из уравнения (4) получим:

$$-\frac{\partial I}{\partial z} = \frac{2\pi\sigma_i U}{\ln r_2/r_1} = \frac{2\pi\epsilon_i j\omega(1 - j\tg\delta_i)}{\ln r_2/r_1} U = (G_i + j\omega C_i)U, \quad (14)$$

где $\sigma_i = j\omega\epsilon_i = j\omega\epsilon_i(1 - j\tg\delta_i)$ — эквивалентная комплексная проводимость изоляции; ϵ_i — эквивалентная диэлектрическая проницаемость изоляции; $\tg\delta_i$ — эквивалентный тангенс диэлектрических потерь в изоляции.

При градировании изоляции

$$\epsilon_i = \frac{\epsilon_1 \epsilon_2 \ln r_2/r_1}{\epsilon_1 \ln r_2/r_2 + \epsilon_2 \ln r_2/r_1} \quad (15)$$

$$\tg\delta_i = \frac{\epsilon_2 \tg\delta_1 \ln r_2/r_1 + \epsilon_1 \tg\delta_2 \ln r_2/r_2}{\epsilon_1 \ln r_2/r_2 + \epsilon_2 \ln r_2/r_1}.$$

Причем r_2' — радиус границы раздела изоляции с разными ϵ .

Эквивалентные емкость и поперечная проводимость кабеля зависят от ϵ_i и $\operatorname{tg}\delta_i$ (15):

$$C_i = \frac{2\pi\epsilon_i}{\ln r_2/r_1} \quad \text{и} \quad G_i = \omega C_i \operatorname{tg}\delta_i. \quad (16)$$

Без учета градиривания изоляции в (16) используются проницаемость ϵ и $\operatorname{tg}\delta$ одного слоя изоляции:

$$\epsilon_i = \epsilon_1 \quad \text{и} \quad \operatorname{tg}\delta_i = \operatorname{tg}\delta_1. \quad (17)$$

Теоретическое исследование представленной модели показало, что волновые параметры распространения могут быть получены из решения уравнений (9) и (14) в известном виде:

$$\gamma_0 = \alpha_0 + j\beta_0 = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}; \quad (18)$$

$$Z_0 = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)/(G_0 + j\omega C_0)}, \quad (19)$$

где γ_0 — комплексный коэффициент распространения; Z_0 — волновое сопротивление модели.

Активное сопротивление модели R_0 включает в себя активное сопротивление жилы $R_1 = R_{\phi 1} + R_{z1}$ и оболочки $R_2 = R_{\phi 2} + R_{z2}$, полученное по (12) с учетом спиральности жилы:

$$R_0 = R_1 + R_2 = (R_{z1} + R_{\phi 1}) + (R_{z2} + R_{\phi 2}). \quad (20)$$

Полная индуктивность модели L_0 определяется суммой внешней индуктивности от поперечного и продольного магнитных потоков и внутренней индуктивности жилы и оболочки (10), (11), (13) с учетом спиральности жилы:

$$L_0 = (L_{\phi} + L_z) + L_{i1} + L_{i2} = (L_{\phi} + L_z) + (L_{\phi i1} + L_{zi1}) + (L_{\phi i2} + L_{zi2}). \quad (21)$$

Емкость модели C_0 с учетом (15) или без учета градиривания (17) изоляции получена согласно выражению (16):

$$C_0 = C_i.$$

Активная поперечная проводимость модели определена по (16) с учетом (15) или без учета градиривания (17) изоляции:

$$G_0 = G_i.$$

Для оценки степени влияния конструктивных элементов были выполнены расчеты на ЭВМ для кабеля МССК-4-10 с сечением жилы 270 мм^2 с учетом и без учета спиральности жилы, а также с учетом и без учета градиривания изоляции.

В расчетах принималось, что $\epsilon_1 = 4,1$; $\epsilon_2 = 3,7$; $\operatorname{tg}\delta_1 = \operatorname{tg}\delta_2 = 0,025$; $\sigma_1 = 5,7 \cdot 10^7 \text{ См/м}$; $\sigma_2 = 0,452 \cdot 10^7 \text{ См/м}$; $h = 0,256 \text{ м}$.

Сравнение полученных данных показывает, что при учете спиральности жилы активное сопротивление кабеля увеличивается в 2,5 раза; индуктивность увеличивается на 2-4% за счет внутренней индуктивности жилы; несколько увеличивается волновое сопротивление Z_0 (примерно на 1,5%). Вместе с тем наблюдается

заметное увеличение затухания α_0 (рис. 3): в большей степени на низких частотах (50 кГц — 40%) и в меньшей на высоких частотах (500 кГц — 25%). Градиривание изоляции изменяет емкость и активную поперечную проводимость кабеля. Емкость и проводимость уменьшаются примерно на 7%. Волновое сопротивление (Z_0) при этом увеличивается на 3,5%, а фазовый коэффициент β_0 и затухание (α_0) уменьшаются примерно на столько же (рис. 3).

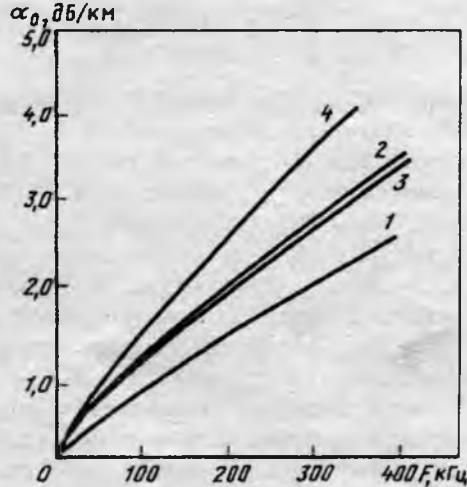


Рис. 3. Расчетные значения километрического затухания модели маслонаполненного кабеля 110 кВ (без учета экранов на жиле и под оболочкой):

1- без учета спиральности жилы и градиривания изоляции; 2 — без учета градиривания изоляции; 3 — с учетом спиральности жилы и градиривания изоляции $h = 0,256 \text{ м}$; 4 — эксперимент $s_{\text{жк}} = 270 \text{ мм}^2$

Выводы

1. Использование предлагаемой модели канала распространения волн ВЧ по кабелю 110 кВ с учетом спиральной конструкции жилы дает возможность получить большие приближения расчетных значений параметров к экспериментальным.

2. Модель необходимо дополнить экранами и учесть их влияние на волновые параметры.

3. При организации ВЧ каналов по смешанным воздушно-кабельным ЛЭП 110 кВ следует принимать во внимание, что волновое сопротивление кабеля ($Z_0 \approx 20 \text{ Ом}$) на два порядка меньше волнового сопротивления воздушной линии для схемы присоединения "фаза-земля", а его затухание в 5-6 раз больше.

Список литературы

- Белоруссов Н.И., Саакян А.Е., Яковleva А.И. Электрические кабели, провода и шнуры: Справочник. М.: Энергоатомиздат, 1987.
- Владимирова Г.И., Сидельников В.В. Исследование волновых параметров кабелей 110 кВ в диапазоне высоких частот//Сб. реф. НИР ВНИИЦ, серия II, Б 467147, 1976.
- Уиди Б. Кабельные линии высокого напряжения. М.: Энергоатомиздат, 1983.

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ДОЛГОВЕЧНОСТИ ТАНТАЛОВЫХ ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКИХ КОНДЕНСАТОРОВ

А.В.НОВОТЕЛЬНОВА, канд.техн.наук, С.Д.ХАНИН, докт.физ.-мат.наук

Изучение процессов старения металлооксидных конденсаторных диэлектриков и структур является необходимой основой решения важной практической задачи — обеспечения эксплуатационной надежности элементной базы радиоэлектроники. Эти исследования стали особенно актуальны в связи с разработкой и промышленным освоением в восьмидесятые годы цельнотанталовых оксидно-электролитических конденсаторов повышенной надежности типа К52-9,11 [1]. Замена в этих изделиях материала корпуса серебра танталом и герметизация конструкции позволили исключить характерные для их предшественников отказы [2]. На первый план в части определения надежности выдвинулись процессы старения самого оксидного диэлектрика. Старение оксидного диэлектрика танталовых оксидно-электролитических конденсаторов протекает в форме электростимулированного роста кристаллов металлооксида, замещающих аморфную в исходном состоянии пленку Ta_2O_5 [3—7]. Влияние этого процесса на стабильность эксплуатационных параметров танталовых оксидно-электролитических конденсаторов с танталовым катодом отмечалось в [8,9]. В статье проанализированы процессы старения цельнотанталовых оксидно-электролитических конденсаторов как системы взаимосвязанных компонентов — анодной и катодной подсистем и на этой основе разработана модель прогнозирования их долговечности.

Анализ отказавших при ресурсных испытаниях в номинальном и форсированных режимах конденсаторов типа К52-9,11 показывает, что основной причиной отказов при электротепловом нагружении является охрупчивание танталового корпуса в местах повышенных механических напряжений. В то же время микроскопический анализ внешней поверхности анодов отказавших конденсаторов обнаруживает заметную кристалличность оксидной диэлектрической пленки.

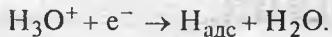
С целью детализации представлений о механизме старения танталовых оксидно-электролитических конденсаторов в его динамике проводились испытания выборок конденсаторов К52-9 емкостью 22 мкФ и номинальным напряжением 125 В и конденсаторов К52-11 емкостью 68 мкФ и номинальным напряжением 100 В в нескольких ускоренных режимах, отказы в которых происходят по тем же причинам, что и в номинальном режиме. В процессе электротеплово-

вого нагружения выборок конденсаторов периодически, случайным образом, с испытаний снимались образцы, на которых производился контроль структурной (фазовой) однородности оксидной пленки на аноде и анализ состава материала корпуса на водород как примесь, способную при токопрохождении внедряться в материал корпуса и приводить к охрупчиванию последнего. Кроме того, контролировалось и содержание в материале корпуса кислорода, что обусловлено его известным сильным влиянием на механические свойства тантала и повышенным содержанием в катодном покрытии при существующей технологии изготовления корпусов. Поверхность оксидированного анода обследовалась методами рентгенодифрактометрии и растровой микроскопии. Примесный состав материала корпуса анализировался с помощью метода вакуумной экстракции при нагреве [10], изменение параметров кристаллической решетки — рентгеноструктурного анализа, изменение механических свойств материала корпуса — посредством определения микротвердости по Виккерсу. Полученные результаты свидетельствуют, что в процессе длительного электротеплового нагружения одновременно претерпевают изменения как оксидный диэлектрик, так и материал корпуса. На поверхности анода имеет место прогрессирующий со временем электростимулированный рост кристаллов оксида тантала. Материал корпуса обнаруживает увеличение со временем содержания водорода (от 0,001% по массе в исходном состоянии до 0,038% по массе в момент отказа изделий), коррелирующее с ним возрастание микротвердости тантала, а также увеличение параметра кристаллической решетки тантала (от $3,308 \cdot 10^{-10}$ м в исходном состоянии до $3,316 \cdot 10^{-10}$ м в момент отказа конденсатора).

Содержание в тантале кислорода при этом остается неизменным. Следует отметить, что высокое содержание растворенного в тантале кислорода может способствовать захвату водорода [11].

Отсюда следует, что разрушение танталового корпуса конденсаторов обусловлено возникающей в процессе электротеплового нагружения водородной хрупкостью тантала [12, 13]. Электрохимическая стадия процесса катодного наводороживания танталового корпуса из рабочего электролита может быть представлена как реак-

ция разряда ионов гидроксония из кислого раствора [14]



Критическое содержание водорода в корпусе (среднее по объему), при котором происходит его окрупчивание, составляет по полученным данным примерно 7 ат%.

Проведенный металлографический анализ корпусов отказавших конденсаторов позволяет полагать, что конечной стадией окрупчивания танталового катода является образование β -фазы гидрида тантала как следствие локального пресыщения α -фазы водородом в местах повышенных механических напряжений.

Таким образом, разрушение корпуса развивается при одновременном воздействии трех факторов: коррозионной среды; локальных механических напряжений в материале корпуса и внешнего катодного потенциала.

Как показали проведенные исследования, процесс электролитического наводороживания танталового корпуса является вторичным по отношению к электростимулированному росту кристаллов на аноде. Об этом свидетельствуют следующие экспериментальные факты. Во-первых, отсутствие заметного наводороживания корпусов конденсаторов, рассчитанных на номинальное напряжение 50 В и ниже, рабочая система которых устойчива к процессу электростимулированного роста кристаллов вследствие малой толщины оксидной пленки. Во-вторых, заметное уменьшение скорости наводороживания корпусов конденсаторов К52-9 и соответственно повышенные показатели надежности их по сравнению с конденсаторами К52-11. Последнее коррелирует с наблюдаемым уменьшением скорости процесса электростимулированного роста кристаллов оксида тантала на поверхности анодов, изготовленных из порошка второго класса (конденсаторы К52-9), по сравнению с анодами из порошка пятого класса (конденсаторы К52-11).

Физическая картина процессов, ограничивающих долговечность электролитических конденсаторов, на основе полученных результатов может быть представлена следующим образом. Первичным является электростимулированный рост кристаллов металлооксида на поверхности анода, в процессе которого возрастает токовая нагрузка на корпус (в конденсаторной системе протекает значительный ионный ток), что приводит к свою очередь к катодному наводороживанию и разрушению материала корпуса.

Перейдем теперь к аналитическому определению долговечности конденсаторов. Временная зависимость протекающего через конденсаторную систему в процессе электрического старения оксидного диэлектрика ионного тока согласно [7] описывается в рамках модели двумерного роста кристаллов на заданном числе центров

$$i(t) = 2\pi q\beta v^2 t \exp(-\pi\beta v^2 t^2).$$

Здесь β — концентрация центров кристаллизации; v — скорость радиального роста кристаллов; q — заряд, необходимый для образования кристаллического металлооксида на единице площади поверхности металла.

Задаваясь в качестве критерия отказа конденсатора значением заряда $Q_{\text{кр}}$, соответствующим предельно допустимому (с точки зрения механической прочности корпуса) количеству водорода, долговечность конденсатора τ может быть определена из уравнения

$$q \left[1 - \exp(-\pi\beta v^2 \tau^2) \right] = Q_{\text{кр}}. \quad (1)$$

В результате решения уравнения (1)

$$\tau = \frac{0,282}{\sqrt{\beta} v} \ln \frac{1}{1 - (Q_{\text{кр}}/q)}.$$

Зависимость τ от нагрузочного напряжения U и температуры T определяется главным образом изменением скорости радиального роста кристаллов v . Как показывают результаты экспериментальных исследований процесса электростимулированного роста кристаллов на стадии радиального роста,

$$v = v_0 \exp\left(-\frac{W - \alpha E}{kT}\right),$$

где W — энергия активации процесса (примерно 1,36 эВ), $\alpha = 5,88 \cdot 10^{-10}$ эВ·м·В⁻¹.

Если ввести привычный для моделей прогнозирования долговечности коэффициент нагрузления K_H , равный отношению нагрузочного напряжения к номинальному, то зависимость долговечности изделий от условий электротеплового нагружения будет иметь вид

$$\tau = \tau_0 \left(\exp\left(-\frac{W - \lambda K_H}{kT}\right) \right), \quad (2)$$

где

$$\tau_0 = \frac{0,282}{\sqrt{\beta} v_0} \ln \frac{1}{1 - Q_{\text{кр}}/q}; \quad \lambda = 0,23 \text{ эВ}.$$

С целью проверки адекватности предлагаемой модели долговечности реальных изделий и уточнения ее параметров проводились испытания выборов конденсаторов типа К52-9,11 объемом 30 шт. каждая в нескольких форсированных режимах.

На основании результатов испытаний определялся 95-й ресурс конденсаторов (как время между вторым и третьим отказами в выборке) в зависимости от условий нагружения. Полученная зависимость ресурса конденсаторов К52-11 от условий нагружения может быть представлена следующим образом (в часах):

$$\tau_{95} = 1,37 \cdot 10^{-12} \exp\left(\frac{1,33 - 0,23 K_H}{kT}\right). \quad (3)$$

Как видно из формулы (3), характер зависимости τ (K_H , T) и значения параметров в показателе экспоненты совпадают с предсказываемыми на основе физической модели.

Степень соответствия предлагаемой модели результатам испытаний может быть оценена по данным, представленным в таблице.

95-й ресурс (экспериментальные и расчетные значения) конденсаторов К52-11 в различных условиях нагружения

Условия нагружения		$\tau_{95\text{эксп.}}$, ч	$\tau_{95\text{расч по}}$ формуле (3), ч
T, K	K_h		
373	0,9	1686	1930
373	1,0	1024	933
398	0,9	230	216
358	1,1	1680	1820

Точность определения τ по формуле (3) оценивалась также сопоставлением расчетных значений с результатами натурных испытаний при допустимых условиях нагружения ($K_h = 1$, $T = 343 K$) и составляла 15%.

Зависимость τ (K_h , T) конденсаторов К52-9 может быть оценена аналогичной формулой (3), но с большим предэкспоненциальным множителем ($\tau_0 = 1,12 \cdot 10^{-11}$ ч).

Полученная зависимость γ -процентного ресурса может быть использована для установления допустимых условий нагружения конденсаторов, отвечающих повышенным эксплуатационным требованиям по надежности.

Выводы

1. Исследованы кинетические процессы, определяющие надежность оксидно-электролитических конденсаторов.

2. Экспериментально показано, что долговечность цельнотанталовых конденсаторов определяется кинетикой электрического старения оксидного диэлектрика, процесс разрушения которого стимулирует катодное наводороживание танталового корпуса и его окрупчивание.

3. На основе развитых представлений и ре-

зультатов натурных испытаний разработаны модели прогнозирования долговечности танталовых оксидно-электролитических конденсаторов типа К52-9,11.

Список литературы

1. Высокоаджные танталовые конденсаторы /М.Н.Дьяконов, Е.Е.Конюхин, Л.А.Костельова и др. //Электронная промышленность. 1983. № 6.
2. Исследование процессов переноса серебра в танталовых электролитических конденсаторах/ Т.В.Гордеева, Б.С.Красиков, Л.А.Костельова, С.Е.Захарова //Электронная техника. Сер. 5. Радиодетали и радиокомпоненты. 1986. Вып.1.С.6-9.
3. Vermileya D.A. The Crystallization of Anodic Tantalum Oxide Films in the Presence of a Strong Electric Field //Jowen. Electrochem.Soc.1955.Vol.102.№5.p.207-215.
4. Jackson N.F. Field crystallization of anodic films on tantalum//J.Applied Electrochemistry. 1973.№ 3. P.91-98.
5. Электростимулированные преобразования в структуре аморфных окислов металла/ Л.А.Алешина, Л.А.Костельова, В.П.Малиненко и др.//ЖТФ. 1986.Т.56.Вып.11. С.2253-2256.
6. Кинетика термополевой кристаллизации аморфных оксидов тантала и ниобия/М.Н.Дьяконов, Л.А.Костельова, А.В.Новотельнова, А.В.Ханин// Письма в ЖТФ. 1984. Т.10. Вып.5. С. 274-277.
7. Исаев В.А., Новотельнова А.В., Ханин С.Д. Кинетика полевой кристаллизации в системе Ta(Nb) — анодный оксид-электролит//Электрохимия. 1991. Т.27. №4. С. 530-532.
8. Костельова Л.А., Новотельнова А.В., Ханин С.Д. Процессы старения анодных оксидных пленок и надежность электролитических конденсаторов// Физика окисных пленок. 1991. Ч7 2. С. 16.
9. Фромм Е., Гебхарт Е. Газы и углерод в металлах. М.:Металлургия, 11980.
10. Верт Ч. Захват водорода в металлах //Водород в металлах. Т.2. Прикладные аспекты. М.:Мир, 1982. С. 362-390.
11. Колачев Б.А. Водородная хрупкость металлов//Итоги науки и техники. Сер.Металловедение и термическая обработка. 1989. Т. 23. С. 3-46.
12. Шобер Т., Венцль Х. Системы Nb - H(Д), Ta-H(Д), V-H(Д): структуры, диаграммы, морфология, методы приготовления//Водород в металлах. Т.2. Прикладные аспекты. М.:Мир. 1981. С.17-90.
13. Ротинян А.А., Тихонов К.И., Шошина И.А. Теоретическая электрохимия. Л.: Химия, 1981.

Поступила 23.06.93

ИЗОЛЯЦИОННАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.313.3:621.315.611

НОВЫЕ РАЗРАБОТКИ В ОБЛАСТИ ИЗОЛЯЦИИ ПОГРУЖНЫХ ВОДОЗАПОЛНЕННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

С.М.ЛЕВИН, канд. техн. наук, Е.А.ГУСЕВА, инж.

В настоящее время промышленностью СНГ выпускаются низковольтные водозаполненные погружные электродвигатели напряжением до 600 В и высоковольтные — напряжением 3000 В.

Изоляция низковольтных двигателей с круглыми обмоточными проводами изготавливается

на основе полиэтиленов низкой и высокой плотности, а также с использованием полихлорвинилов, поливинилхлоридов, сополимеров полиэтилена и полипропилена.

Провода предназначены для использования в водопроводной воде при температуре 60—80°C с

максимальным ресурсом изоляции 16000 ч.

В связи с развитием атомной энергетики, морского транспорта потребовалась разработка новых типов обмоточных проводов и систем изоляции с повышенной надежностью и долговечностью в условиях воздействия морской воды, а также других водных сред, содержащих примеси солей. К системам изоляции предъявляются повышенные требования по рабочей температуре (90°C), а также стойкости к кратковременным перегревам (до 120°C). Ранее выпускаемые провода не удовлетворяли данным требованиям. Например, наиболее широко применяемый провод марки ПВДП при температуре 80°C , напряжением 660 В при воздействии морской воды выходил из строя примерно через 600 ч. При разработке новых обмоточных проводов, стойких к воздействию агрессивных сред, проводимой совместно НПО "ВНИИКП" и НИИ ЛПЭО "Электросила", ставилась задача повышения электрохимической стойкости изоляции при комплексном старении.

В процессе разработки были проведены испытания различных систем изоляции, которые позволили определить оптимальную конструкцию изоляции провода.

Наилучшие результаты испытаний были получены для провода с двухслойной изоляцией, внутренний слой которой выполнялся из полиэтилена высокого давления толщиной 0,45 мм, а наружный — из фторопласта 2М, толщиной 0,15 мм. Радиальная толщина изоляции испытуемого провода с жилой диаметром 1,8 мм составила 0,6 мм. После нанесения изоляции методом экструзии провод подвергался радиационному облучению.

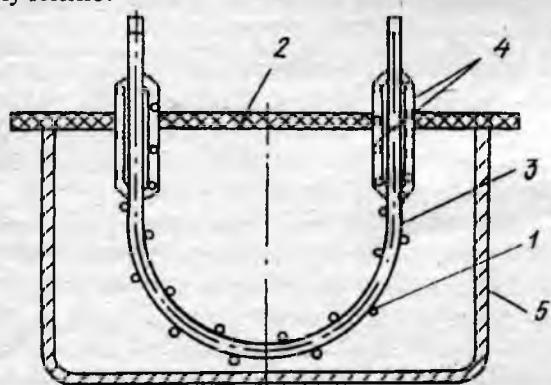


Рис. 1. Ячейка для проведения ускоренных испытаний изоляции: 1 — ванна; 2 — крышка; 3 — провод; 4 — заделка; 5 — проволока

Образцы опытной партии провода подвергались испытаниям в исходном состоянии, в ходе которых определялись: удельное сопротивление изоляции (ρ_v), тангенс угла диэлектрических потерь ($\tg\delta$) на бухтах провода длиной 5 м, намотанных на оправку диаметром 50 мм. Затем бухты разрезали на 10 отрезков длиной 0,5 м, на которых определяли с помощью специальной ячейки, устраняющей пробой на краю электрода, пробивное напряжение ($U_{\text{пр}}$) изоляции. Ячейка представляла собой ванну, заполненную водой, в

крышке которой устанавливались изоляционные трубы с пробками; сквозь них проходили концы испытуемых проводов. Трубы заполнялись трансформаторным маслом.

Для испытаний изоляции на эластичность провод навивали на оправку диаметром 25 мм, а затем помещали в воду, где выдерживали образцы при температуре 90°C в течение 500 ч, с последующим определением ρ_v , $\tg\delta$ и $U_{\text{пр}}$ изоляции.

Для оценки ресурса работы изоляции проводили ее ускоренные испытания в морской воде при температуре 90°C и напряжениях: 14, 10, 8, 6, 4 кВ. Образцы провода в количестве 10 штук при каждом уровне воздействия, подготовленные как указано на рис. 1, помещали в ванну с морской водой и старили до выхода из строя, фиксируя время до пробоя.

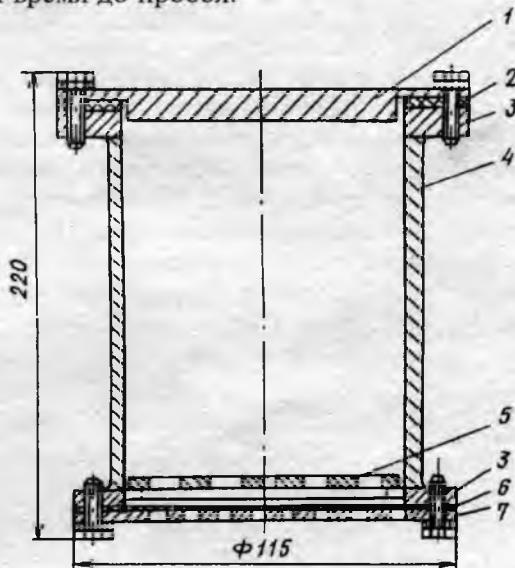


Рис. 2. Испытательная ячейка: 1 — крышка; 2 — прокладка; 3 — фланец; 4 — корпус; 5 — поддон; 6 — мембранное уплотнение; 7 — крышка

Для оценки воздействия гидростатических давлений образцы в виде бухт помещали в испытательную камеру, которая устанавливалась в маслозаполненный гидростат. Ячейка, показанная на рис. 2, представляет собой цилиндрический корпус с фланцами и крышками. В одной из крышек выполнялись отверстия, что обеспечивало передачу давления через мембранные уплотнения. Ячейку с образцами заполняли морской водой и выдерживали в гидростате при температуре 90°C и давлении 60 МПа в течение 500 ч. После указанных воздействий определяли ρ_v , $\tg\delta$ изоляции, а затем образцы подвергали длительному старению в морской воде при температуре 90°C , напряжении 10 кВ до выхода образца из строя.

Результаты испытаний обмоточного провода представлены в табл. 1 и на рис. 3, 4. Как следует из полученных данных, провод имеет достаточно высокие характеристики как в исходном состоянии, так и после деформации (испытание на эластичность) и воздействия высокого давления (табл. 1).

Результаты испытаний низковольтного обмоточного провода

Номер образца	Условия испытаний							
	Исходное состояние			После 500 ч воздействия морской воды при 90°C (эластичность)			После 500 ч воздействия морской воды при 90°C и давлении 60 МПа	
	ρ_v , Ом·м	$\operatorname{tg} \delta$, %	$U_{\text{пр}}$, кВ	ρ_v , Ом·м	$\operatorname{tg} \delta$, %	$U_{\text{пр}}$, кВ	ρ_v , Ом·м	$\operatorname{tg} \delta$, %
1	$2,5 \cdot 10^{14}$	1,38	28,0	$2,6 \cdot 10^{14}$	1,28	28,4	$8,0 \cdot 10^{14}$	1,47
2	$3,7 \cdot 10^{14}$	1,05	29,7	$2,6 \cdot 10^{14}$	1,73	27,6	$6,0 \cdot 10^{14}$	1,08
3	$1,8 \cdot 10^{14}$	1,59	32,2	$1,2 \cdot 10^{14}$	0,63	30,7	$5,0 \cdot 10^{14}$	1,37
4	$3,1 \cdot 10^{14}$	1,00	28,0	$4,3 \cdot 10^{14}$	1,85	31,5	$6,5 \cdot 10^{14}$	1,18
5	$4,3 \cdot 10^{14}$	1,96	32,2	$1,2 \cdot 10^{14}$	1,65	26,2	$9,5 \cdot 10^{14}$	0,97
Среднее	$3,1 \cdot 10^{14}$	1,40	30,0	$1,6 \cdot 10^{14}$	1,43	28,9	$7,0 \cdot 10^{14}$	1,21

Обработка результатов испытаний на ускоренное старение, проведенная на ЭВМ, показала, что зависимость срока службы от напряженности поля наилучшим образом описывается экспоненциальной зависимостью ($\tau = Ae^{BE}$), в соответствии с которой получено эмпирическое выражение следующего вида:

$$\ln \tau = 9,94 - 0,20E.$$

Для данной зависимости получен максимальный коэффициент корреляции между параметрами $\ln \tau$ и E , составляющий 0,96.

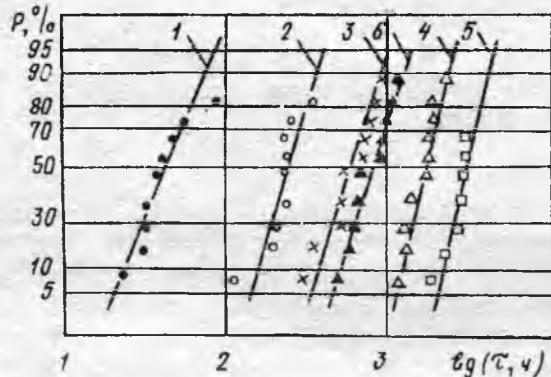


Рис. 3. Вероятностное распределение времени до пробоя после воздействия давления 60 МПа:

1 — 14 кВ; 2 — 10 кВ; 3 — 8 кВ; 4 — 6 кВ; 5 — 4 кВ; 6 — 10 кВ

Путем экстраполяции полученного выражения в область рабочей напряженности можно определить прогнозируемый срок службы изоляции. Так, для рабочего напряжения 660 В при эксплуатации провода в морской воде при температуре 90°C ожидаемый срок службы составит примерно 15000 ч.

Следует отметить, что воздействие морской воды при температуре 90°C и гидростатическом давлении 60 МПа в течение 500 ч привело к повышению характеристик изоляции. Так, данные рис. 4 показывают, что при напряжении 10 кВ на образцах, подвергавшихся воздействию давления, время до отказов примерно в три раза выше, чем для провода в исходном состоянии. Эффект повышения долговечности изоляции, по-видимому,

связан с уплотнением структуры полиэтилена и уменьшением размеров микропустот в изоляции.

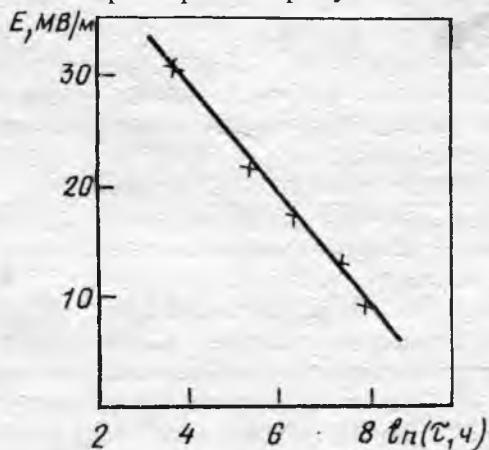


Рис. 4. Зависимость срока службы изоляции от напряженности электрического поля

Для изготовления водозаполненных статоров насосов атомных станций, а также для машин, предназначенных для эксплуатации в морской воде при температуре до 90°C и напряжения 6000 В, были разработаны многожильные обмоточные провода с двухслойной изоляцией на основе полупроводящего полиэтилена и полиэтилена низкой плотности, подвергнутых радиационному облучению. Радиальная толщина изоляции обмоточных проводов составляла 2 мм. Отрезки проводов длиной 2 м навивали на оправку диаметром 80 мм. В исходном состоянии после 1000 ч воздействия рабочей среды при температуре 90°C, после 1000 ч воздействия рабочей среды при температуре 90°C и давлении 18 МПа, после 100 ч выдержки в водопроводной воде при температуре 120°C определяли характеристики изоляции: $R_{\text{из}}$ и $U_{\text{пр}}$.

Образцы U-образной формы длиной 0,35 м в исходном состоянии и после воздействия давления подвергали длительному старению в рабочей среде при температуре 90°C и напряжении 15 и 10 кВ.

Рабочая среда представляла собой дистиллированную воду, в которую были введены компо-

ненты: аммиак — 50 мг/кг, KOH — 20 мг/кг, хлорионы — 20 мг/кг, H_3BO_3 — 12 г/кг.

Таблица 2

Результаты испытаний обмоточного провода

Наименование испытания	$R_{из}$, Ом	$U_{пр}$, кВ	$U_{исп}$, кВ	Примечания
Исходное состояние	$3,2 \cdot 10^{12}$	59,4	20	—
Эластичность изоляции	$2,6 \cdot 10^{12}$	59	15	Выдержали
Стойкость к воздействию давления	$6,7 \cdot 10^{12}$	56,7	15	Выдержали
Стойкость к перегревам	$8,0 \cdot 10^{12}$	60,8	15	Выдержали
Стойкость к климатическим воздействиям	$6,0 \cdot 10^{12}$	62,2	15	Выдержали

Таблица 3

Результаты испытаний обмоточного провода на стойкость к электрическому старению

Наименование испытания	$U_{исп}$, кВ	Время до пробоя τ , ч
Исходное состояние	15	3160
После 1000 ч воздействия рабочей среды при 90°C и 18 МПа	10	>3250
Испытания в морской воде	15	>2916
	10	>2830
	10	>6300

Также подвергали длительному старению при температуре 90°C и напряжении 10 кВ партию образцов в морской воде.

Результаты испытаний представлены в табл. 2. Как следует из полученных результатов, провода выдерживают испытания на эластичность, стойкость к воздействию давлений, перегревов, смен температур. При испытаниях на электрическое старение (табл. 3) отказы были получены лишь при уровне испытательного напряжения 15 кВ. Для напряжения 10 кВ ни одного пробоя за время, указанное в табл. 3, не получено. Для точной оценки ожидаемых сроков службы изоляции ускоренные испытания будут продолжены. Для выполнения изоляции мест внутримашинных со-

единений водозаполненных машин НПО "Пластполимер" совместно с НИИ ЛПЭО "Электросила" разработан ленточный изоляционный материал на основе термостабилизированной радиационно-модифицированной полиэтиленовой пленки.

При разработке материала определялась оптимальная доза облучения, критериями выбора которой являлись повышение рабочей температуры пленки до 90°C , сохранение свариваемости пленок при термообработке и наибольшая стойкость к электрическому старению в рабочей среде. Как было установлено в испытаниях, при повышении степени облучения повышается термостойкость пленки, но ухудшается ее свариваемость. Радиационная обработка материала повышает его стойкость к электрическому старению лишь в определенных пределах, после которых дальнейшего улучшения длительной электрической прочности не происходит. Так, в табл. 4 приведены результаты испытаний U -образных образцов, изолированных опытными пленками в четыре слоя и подвергнутых термообработке. Радиальная толщина изоляции составляла примерно 0,5 мм. Пленки отличались дозой облучения. Образцы помещались в рабочую среду и старились при напряжении 6 кВ до выхода из строя. Полученные результаты испытаний позволили выбрать оптимальную дозу облучения пленок. При этом сохраняется хорошая свариваемость материала и водостойкость конструкции.

Таблица 4

Стойкость образцов на основе пленочных материалов к электрическому старению в водной среде при температуре 90°C и напряжении 6 кВ

Номер варианта	Время до пробоя τ , ч					Доза облучения, МРад
	1	2	3	4	5	
1	27	37	48	75	81	10
2	69	73	135	230	264	20
3	53	70	87	137	198	40

Технические характеристики термостабилизированной радиационно-модифицированной полиэтиленовой пленки

Толщина пленки с допустимыми отклонениями, мм	$0,07^{+0,002}_{-0,003}$
Удельное объемное сопротивление, Ом·м..	$1,8 \cdot 10^{14}$
Тангенс угла диэлектрических потерь.....	0,0003
Электрическая прочность, МВ/м	
в исходном состоянии....	116
после выдержки в воде в течение 24 ч при 90°C	114
Разрушающее напряжение при растяжении, МПа.....	19,0
Относительное удлинение при разрыве, %	168,0
Прочность сварного шва, МПа.....	19,0
Термическая усадка, % (при 120°C).....	30

Высокие характеристики изоляции мест соединения подтверждены длительными испытаниями на макетах. Так, образцы проводов с изоляцией из облученного полиэтилена, соединенные между собой и изолированные опытной пленкой, как в исходном состоянии, так и после 1000 ч воздействия водной среды при температуре 90⁰С и давлении 18 МПа выдержали более 2000 ч старения в воде при температуре 90⁰С и напряжении 10 кВ без отказов.

Для выполнения изоляции токовводов электрических машин напряжением до 6000 В разработана конструкция на основе термоусаживаю-

щихся деталей, изготавливаемых из радиационно-модифицированного полиэтилена.

Решение комплекса вопросов по разработке обмоточных проводов, изоляционных материалов, конструкций токовводов позволяет разрабатывать и изготавливать электрические машины напряжением до 6000 В с высокой надежностью и долговечностью в условиях воздействия водных сред при повышенных температурах и гидростатических давлениях.

Поступила 10.03.93

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

УДК 621.318.2.001.24

РАСЧЕТ РАЗМАГНИЧИВАЮЩЕГО ФАКТОРА ОДНОРОДНО-НАМАГНИЧЕННОЙ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ПРИЗМЫ

В.В.ФУФАЕВ, инж.

Метод размагничающего фактора позволяет, зная кривую размагничивания материала, определить намагниченность постоянного магнита в зависимости от его формы [1].

В магнитостатике размагничающий фактор (коэффициент размагничивания) определяется как отношение средней напряженности собственного размагничающего поля магнита к его средней намагниченности. Различают магнитометрический N_m и баллистический N_b размагничающие факторы, при расчете которых напряженность размагничающего поля усредняется соответственно по объему или нейтральному сечению магнита.

что усложняет их использование в расчетах.

Намагниченность магнитов из современных магнитотвердых высококоэрцитивных материалов (ферритов, РЗМ) можно приближенно принять однородной при эксплуатации магнита на закритическом участке (выше колена) кривой размагничивания. Тогда расчет размагничающего фактора сводится к расчету среднего размагничающего поля внутри магнита.

Прямоугольную призму, намагниченную по высоте (рис. 1), представим как два полюса, заполненные противоположными по знаку магнитными зарядами. Интегрируя кулоновские поля магнитных зарядов, можно находить напряженность поля по оси z , создаваемую нижним полюсом [4]:

$$h_z = \frac{M}{4\pi} \left[\arctg \frac{(A+2x)(B+2y)}{2z\sqrt{(A+2x)^2 + (B+2y)^2 + (2z)^2}} + \right. \\ + \arctg \frac{(A+2x)(B-2y)}{2z\sqrt{(A+2x)^2 + (B-2y)^2 + (2z)^2}} + \\ + \arctg \frac{(A-2x)(B+2y)}{2z\sqrt{(A-2x)^2 + (B+2y)^2 + (2z)^2}} + \\ \left. + \arctg \frac{(A-2x)(B-2y)}{2z\sqrt{(A-2x)^2 + (B-2y)^2 + (2z)^2}} \right], \quad (1)$$

где M — намагниченность магнита, А/м; A, B — размеры полюса, м; x, y, z — координаты точки, в которой рассчитывается поле, м.

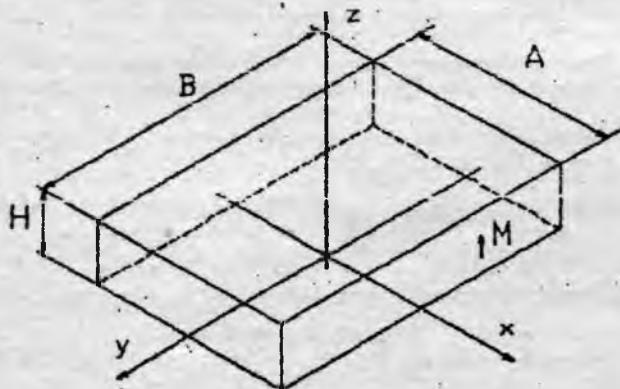


Рис. 1. Прямоугольная призма

Точные аналитические выражения размагничающих факторов известны только для трехосного эллипсоида и однородно-намагниченного цилиндра [2,3]. Для часто используемых магнитов в форме прямоугольных призм размагничающие факторы известны в численном виде [4],

В силу симметрии нижний и верхний полюсы создают внутри магнита одинаковые размагничивающие поля, поэтому размагничивающие факторы определяются выражениями:

$$N_b = \frac{2}{Ms} \int_s \int h_z ds = \frac{2}{MAB} \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} dy \int_{-\frac{A}{2}}^{\frac{A}{2}} h_z dx$$

(при $z = H/2$); (2)

$$N_m = \frac{2}{Mv} \int_v \int \int h_z dv =$$

$$+ \frac{2}{MABH} \int_0^H dz \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} dy \int_{-\frac{A}{2}}^{\frac{A}{2}} h_z dx, \quad (3)$$

где s — площадь полюса, м^2 ; v — объем призмы, м^3 ; H — высота призмы.

Подставив (1) в (2) и (3) и выполнив интегрирование, получим:

$$N_b = \frac{H}{\pi AB} \left[\frac{2AB}{H} \operatorname{arctg} \frac{AB}{z\sqrt{A^2 + B^2 + z^2}} + \right.$$

$$+ A \operatorname{Arth} \frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2 + z^2}} +$$

$$+ B \operatorname{Arth} \frac{B}{\sqrt{A^2 + B^2 + z^2}} - A \operatorname{Arth} \frac{A}{\sqrt{A^2 + z^2}} -$$

$$- B \operatorname{Arth} \frac{B}{\sqrt{B^2 + z^2}} - \sqrt{A^2 + B^2 + z^2} -$$

$$- \sqrt{A^2 + z^2} - \sqrt{B^2 + z^2} - z \left. \right]$$

(при $z = H/2$); (4)

$$N_m = \frac{1}{\pi ABH} \left[2ABH \operatorname{arctg} \frac{AB}{H\sqrt{A^2 + B^2 + H^2}} - \right.$$

$$- A(B^2 - H^2) \operatorname{Arth} \frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2 + H^2}} -$$

$$- B(A^2 - H^2) \operatorname{Arth} \frac{B}{\sqrt{A^2 + B^2 + H^2}} +$$

$$+ AB^2 \operatorname{Arth} \frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2}} + A^2 B \operatorname{Arth} \frac{B}{\sqrt{A^2 + B^2}} -$$

$$- AH^2 \operatorname{Arth} \frac{A}{\sqrt{A^2 + H^2}} - BH^2 \operatorname{Arth} \frac{B}{\sqrt{B^2 + H^2}} +$$

$$+ \frac{1}{3}(A^2 + B^2 - 2H^2) \sqrt{A^2 + B^2 + H^2} -$$

$$- \frac{1}{3}(A^2 + B^2) \sqrt{A^2 + B^2} -$$

$$- \frac{1}{3}(A^2 - 2H^2) \sqrt{A^2 + H^2} -$$

$$+ \frac{1}{3}(B^2 - 2H^2) \sqrt{B^2 + H^2} +$$

$$+ \frac{1}{3}(A^3 + B^3 - 2H^3) \left. \right]. \quad (5)$$

В формулы входит обратная гиперболическая функция ареатангенс, определяемая выражением:

$$\operatorname{Arth} x = \frac{1}{2} \ln \frac{1+x}{1-x} \quad (\text{при } |x| < 1).$$

Размагничивающий фактор N_m прямоугольных призм из анизотропного феррита бария 15БА300 (2БА1)

$A \times B \times H$, мм	N_m	
	Измеренная	Расчет по формуле (5)
58×28×12,5	0,606	0,588
58×28×25	0,429	0,427
58×28×37,5	0,333	0,334
60×20×15	0,513	0,498
60×20×30	0,345	0,338
60×20×40	0,260	0,256
95×19×14,5	0,526	0,518
95×19×29	0,364	0,361

Известно, что сумма размагничивающих факторов эллипсоида по трем осям равна 1. Можно показать, что такое же соотношение выполняется для магнитометрических (но не баллистических) размагничивающих факторов призмы.

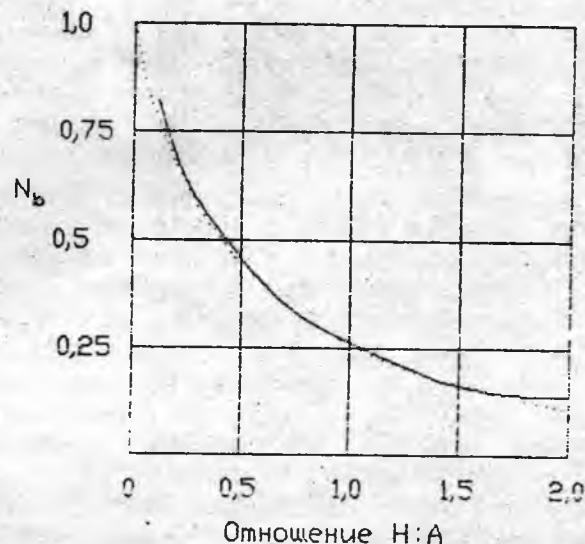


Рис. 2. Размагничивающий фактор N_b квадратных призм из анизотропного феррита бария 7БИ300 (1БИ2)

— измерено; — расчет по формуле (4)

В таблице и на рис. 2 расчетные значения N_b и N_m по формулам (4) и (5) сравниваются с результатами измерений для призм из феррита бария [4,5]. Данные хорошо совпадают, например, отклонение расчетных значений N_m от измеренных не превышает 3%.

В качестве примера можно привести способ построения кривой размагничивания магнитотвердого материала [6]. Способ весьма прост и заключается в измерении магнитной индукции в нейтральном сечении составного постоянного магнита определенной формы. Высоту магнита (и тем самым размагничивающий фактор) изменяют, изменяя количество составных частей. Имея набор измеренных значений магнитной индукции и расчетных значений N_b , можно построить соответствующий участок кривой размагничивания.

Авторы указывают, что проверка этого способа на цилиндрических магнитах подтвердила хорошее совпадение с данными, полученными традиционным способом. С учетом выражений,

приведенных в статье, подобный способ можно применить также для призматических магнитов.

Список литературы

1. Постоянные магниты: Справочник. М.: Энергия, 1980.
2. Stoner E.C. The demagnetizing factors for ellipsoids //Philosophical Magazine Ser.7.1945.Vol.36.№ 263. P.803-821.
3. Joseph R.I. Ballistic demagnetizing factors in uniformly magnetized cylinders//Journal of Applied Physics, 1966. Vol.37№13. P.4639-4643.
4. Проницаемость формы прямоугольных призм //С.И.Левченко, И.В.Литвинова, О.М.Нуждин, А.М.Петров //Электронная техника. Сер. 7. Ферритовая техника. 1970. Вып. 2. С. 54-58.
5. Гершов И.Ю. Определение размагничивающего фактора магнитов из феррита бария//Автотракторное оборудование: Реферативный сборник. М.: НИИНавтопром. 1968. Вып.1. С.9-16.
6. А.с.1149195 СССР. Способ определения параметров кривой размагничивания постоянных магнитов из закрытических магнитотвердых материалов/П.Я.Гериман, В.Д.Константинов //Открытия. Изобретения. 1985.№13.

Поступила 01.09.93

УДК 62-83:621.3.076.5

НОВЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ НА МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ ОСНОВЕ

А.В.БАШАРИН, Л.П.КОЗЛОВА, С.Б.ФЕДОТОВСКИЙ

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет

Широкие возможности цифровых систем позволяют формировать на входе системы сигнал любой формы. Поэтому целесообразно на вход системы подавать управляющий сигнал непосредственно в виде желаемой реакции на выходе системы. Тогда система управления должна быть спроектирована таким образом, чтобы заданный сигнал проходил через систему регулятора — объект управления без искажений и запаздывания.

Поставленная задача разрешима на базе создания цифровых компенсационных регуляторов на микропроцессорной основе. Идея компенсации инерционностей и нелинейностей достаточно хорошо известна и базируется на построении регуляторов такого типа, которые содержали бы нелинейности, обратные нелинейностям объекта управления и имели бы передаточные функции, обратные передаточным функциям компенсируемых звеньев.

В общем случае управляющая часть системы должна содержать цифровые регуляторы скорости, положения и компенсации возмущений, возникающих в системе по различным причинам, спроектированных таким образом, чтобы сигнал, подаваемый на вход системы, воспроизводился без искажений и запаздывания. В частном случае

электропривода, имеющего выходной координатой скорость, регулятор положения будет отсутствовать.

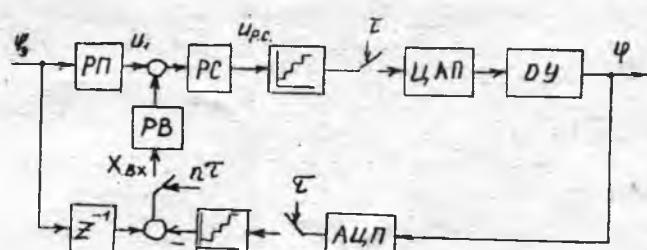


Рис. 1

Обобщенная структурная схема такой унифицированной системы будет иметь вид, приведенный на рис. 1.

В этой структурной схеме в зависимости от решаемой задачи и соответственно структуры объекта будут изменяться лишь наполнения блоков объектов управления (ОУ) и регулятора скорости (РС).

Интерполяция нелинейных зависимостей и моделирование разработанных систем осуществляются с помощью программных средств, разработанных авторами и изложенных в [1, 2, 3]. Синтез цифровых регуляторов производился в

z -области по инверсным уравнениям состояния методом подбора (уравнивания) корней (метод Фаулера) [4], модифицированным и развитым авторами.

На конкретном более общем примере раскроем методику синтеза подобных цифровых регуляторов и результаты исследования их функционирования.

В качестве примера, иллюстрирующего общую методику синтеза цифровых регуляторов, принята система воспроизведения движений применительно к объекту "управляемый тиристорный преобразователь — двигатель постоянного тока — упругая связь — механизм" (двуихмассовая механическая система).

Тиристорный преобразователь аппроксимируется апериодическим звеном с нелинейной характеристикой коэффициента передачи. Для упрощения в исследуемой системе не рассматриваются зазор в передачах и моменты внешних сил трения, приложенные к сосредоточенным массам. (Об учете этих факторов будет сказано особо). Предполагается, что демпфирование системы осуществляется за счет сил внутреннего вязкого трения и электродвигателя.

На структурной схеме (рис. 1) приняты следующие обозначения: *ОУ* — объект управления; *ЦАП* — цифроаналоговый преобразователь; *РС* — цифровой регулятор скорости; *РП* — цифровой регулятор положения; *РВ* — цифровой регулятор компенсации возмущений; *АЦП* — аналого-цифровой преобразователь; τ — шаг квантования по времени.

Регулятор скорости и регулятор положения должны быть в идеале спроектированы с таким расчетом, чтобы в прямом канале были бы полностью скомпенсированы все инерционности и нелинейности объекта управления. Тогда теоретически по прямому каналу управляющих воздействий входной сигнал ϕ_3 должен воспроизвестись на выходе системы без запаздывания и искажений. Однако, практически полной компенсации достигнуть не удается в силу неточных математических описаний элементов объекта управления и определения его параметров.

В связи с этим в систему вводится комбинированная обратная связь с цифровым регулятором компенсации возмущений. На вход регулятора подается разность сигналов с входа и выхода системы. Поскольку входной сигнал отрабатывается системой в течение одного такта квантования по времени, для одновременности сравнивания сигналов, сигнал с входа системы подается с запаздыванием на один такт.

Наконец, имея в виду, что при запуске системы последняя выйдет на отработку входного сигнала с запаздыванием на n тактов, где n — порядок объекта управления, комбинированная обратная связь замыкается на регулятор возмущений с запаздыванием на nt .

Регулятор компенсации возмущений отрабатывает лишь при наличии последних, независимо от причины их возникновения (флюктуация па-

раметров, наброс нагрузки и т.п.) без необходимости измерения. При отсутствии возмущений, т.е. полном воспроизведении входного сигнала, цепь регулятора возмущений оказывается разомкнутой.

Таким образом, в рассматриваемой системе каналы управляющего и возмущающего воздействия оказываются разделенными в отличие от многих других систем, в том числе широко используемой системы подчиненного управления, где каналы управляющего и возмущающего воздействий являются совмещенными, что снижает динамические качества систем.

Для синтеза цифрового регулятора скорости прежде всего необходимо определить цифровую модель объекта управления по скорости в z -области.

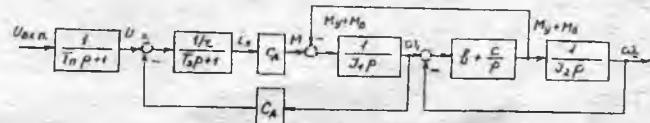


Рис. 2

При сделанных допущениях структурная схема объекта управления по скорости в p -области будет иметь вид, приведенный на рис. 2. Здесь: T_n — постоянная времени тиристорного преобразователя; T_e — электромагнитная постоянная времени цепи якоря электродвигателя; $C_d = C_e \Phi$ — постоянная электродвигателя; r — сопротивление якорной цепи электродвигателя; J_1 и J_2 — соответственно моменты инерции первой и второй массы; c — коэффициент упругости; b — коэффициент внутреннего вязкого трения; $p = d/dt$, $u_{вх.п}$ — напряжение на входе преобразователя; u_n — напряжение на выходе преобразователя; $M = c_d i$ — движущий момент; $M_y = c(\varphi_1 - \varphi_2)$ — момент упругости; $M_b = b(\omega_1 - \omega_2)$ — момент внутреннего вязкого трения; ω_1 и ω_2 — соответственно скорости первой и второй масс. Нелинейность коэффициента усиления тиристорного преобразователя пока не рассматривается.

Передаточные функции элементарных звеньев объекта управления по скорости в p — области будут иметь вид:

$$W(p)_1 = \frac{1}{T_n p + 1} = \frac{u_{\Pi}}{u_{\text{BX..Pi}}};$$

$$W(p)_2 = \frac{c_{\Delta}/r}{T_{\Theta} p + 1} = \frac{M}{u_{\Pi} - c_{\Delta} \omega_1};$$

$$W(p)_3 = \frac{1}{J_1 p} = \frac{\omega_1}{M - M_y - M_{\text{B}}};$$

$$W(p)_4 = \left(b + \frac{c}{p} \right) = \frac{M_y + M_{\text{B}}}{\omega_1 - \omega_2};$$

$$W(p)_5 = \frac{1}{J_2 p} = \frac{\omega_2}{M_y + M_b}.$$

В соответствии с выбранной математической базой исследования в z -области по методу уравнивания корней (по Фаулеру), передаточные функции в z -области звеньев системы будут иметь вид:

$$W(z)_1 = \frac{1 - e^{-\tau/T_n}}{1 - e^{-\tau/T_n} z^{-1}} = \frac{u_{\text{п}}}{u_{\text{вх.п}}};$$

$$W(z)_2 = \frac{c_d / r (1 - e^{-\tau/T_s})}{1 - e^{-\tau/T_s} z^{-1}} = \frac{M}{u_{\text{п}} - c_d \omega_1};$$

$$W(z)_3 = \frac{\tau}{J_1 (1 - z^{-1})} = \frac{\omega}{M - (M_y + M_b)};$$

$$W(z)_4 = \frac{\tau c}{1 - z^{-1}} \frac{1 - e^{-\tau/k} z^{-1}}{1 - e^{-\tau/k}} = \frac{M_y + M_b}{\omega_1 - \omega_2};$$

$$W(z)_5 = \frac{\tau}{J_2 (1 - z^{-1})} = \frac{\omega_2}{M_y + M_b},$$

где $k = b/c$; τ — шаг квантования по времени.

Поскольку выбранный математический метод (в отличие от классического метода z -преобразования) позволяет оперировать с передаточными функциями элементарных звеньев системы в z -области так же, как в p -области, то, совершая несложные преобразования, исключающие промежуточные переменные, можно получить передаточную функцию объекта по скорости в z -области:

$$\omega_2 = \frac{W(z)_1 W(z)_2 W(z)_3 W(z)_4 W(z)_5 \times}{1 + c_d W(z)_2 W(z)_3 + W(z)_3 W(z)_4 + W(z)_4 \times} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{\times u_{\text{вх.п}}}{\times W(z)_5 + c_d W(z)_2 W(z)_3 W(z)_4 W(z)_5}.$$

После подстановки передаточных функций элементарных звеньев и произведения коэффициентов окончательно передаточная функция объекта по скорости в z -области примет вид

$$\omega_2 = \frac{k_0 (1 - e^{-\tau/k} z^{-1}) \times}{m_0 - m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2} - m_3 z^{-3} +} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{\times u_{\text{вх.п}}}{+ m_4 z^{-4} - m_5 z^{-5}}.$$

Коэффициенты $k_0, m_0, m_1, m_2, m_3, m_4, m_5$ являются функциями параметров системы и некоторыми комбинациями величины $e^{p_n \tau}$, где p_n — корни характеристических уравнений отдельных звеньев системы в z -области; $u_{\text{вх.п}} = k_{\text{ЦАП}} k_{\text{п}} u_{\text{р.с.}}$; $k_{\text{ЦАП}}$ — передаточный коэффициент цифроаналогового преобразователя; $k_{\text{п}}$ — передаточный коэффициент тиристорного преобразователя (нелинейная функция); $u_{\text{р.с.}}$ — выходное напряжение регулятора скорости.

Тогда дискретное уравнение объекта управления по скорости может быть записано в виде

$$\omega_{2,i+1} = (k_0 u_{\text{вх.п},i+1} - k_0 e^{-\tau/k} u_{\text{вх.п},i} + m_1 \omega_{2,i} - m_2 \omega_{2,i-1} + m_3 \omega_{2,i-2} - m_4 \omega_{2,i-3} + m_5 \omega_{2,i-4}) / m_0.$$

Уравнение регулятора скорости должно быть инверсным по отношению к уравнению объекта управления по скорости, причем входной величиной для регулятора скорости будет выходной сигнал регулятора положения u_1 :

$$u_{\text{р.с.},i+1} = e^{-\tau/k} u_{\text{р.с.},i} + (m_0 u_{1,i+1} - m_1 u_{1,i} + m_2 u_{1,i-1} - m_3 u_{1,i-2} + m_4 u_{1,i-3} - m_5 u_{1,i-4}) / k_0 k_{\text{п}} k_{\text{ЦАП}}.$$

Здесь уже вводятся коэффициент передачи ЦАП и нелинейный коэффициент передачи тиристорного преобразователя.

В соответствии с обоснованием, изложенным в [1], разностное уравнение, описывающее регулятор положения, будет иметь вид:

$$u_{\text{р.п.},i+1} = u_{\text{р.п.}} + \tau \varphi_{3,i+1}.$$

В качестве регулятора компенсации возмущений в соответствии с имеющимися в литературе рекомендациями используется ПИ-регулятор с передаточной функцией в p -области:

$$W(p)_{\text{к.п.}} = \beta \frac{\tau_1 p + 1}{\tau_1 p}.$$

Передаточная функция этого регулятора в z -области

$$W(z)_{\text{к.п.}} = \frac{\beta \tau (z - e^{-\tau/\tau_1}) z}{\tau_1 (z - 1) (1 - e^{-\tau/\tau_1})}.$$

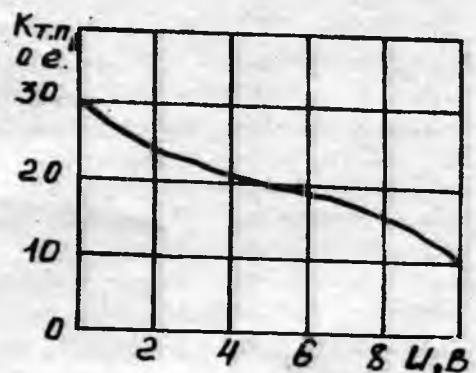


Рис. 3

Разностное уравнение, описывающее регулятор компенсации возмущений:

$$u_{\text{р.в.},i+1} = u_{\text{р.в.},i} + b_0 (x_{\text{вх.},i+1} - b_1 x_{\text{вх.},i}),$$

где $x_{\text{вх.}}$ — сигнал комбинированной обратной связи, подаваемый на вход регулятора;

$$b_0 = \beta \tau \left[\tau_1 (1 - e^{-\tau/\tau_1}) \right]; \quad b_1 = e^{-\tau/\tau_1}.$$

Вернемся теперь к вопросу о зазоре и моментах внешних сил трения.

Следует иметь в виду, что при инверсии уравнений основного канала объекта управления для синтеза регулятора скорости в общем случае приходится сталкиваться с необходимостью инверсии нелинейных зависимостей. При этом приходится иметь дело с обратимыми и необратимыми нелинейностями. Обращение первых не вызывает затруднений. В рассматриваемом примере в регулятор скорости введена нелинейность, обратная нелинейности коэффициента передачи тиристорного преобразователя (рис. 3). Что касается вторых, то здесь приходится прибегать к некоторым дополнительным приемам, заключающимся в приближенном описании разрывных функций (зазор, сухое трение и др.) некоторыми близкими к ним обратными непрерывными функциями. Что касается моментов внешних сил трения, то из литературных источников известно, что параметры, характеризующие механическое демпфирование, обычно в малой степени влияют на переходные процессы, так как основное демпфирование осуществляется за счет электропривода [5].

В силу этого могут быть рекомендованы два подхода к получению математической модели объекта и настройке цифрового регулятора скорости:

1. Наиболее простой и удобный — пренебречь в математической модели объекта моментами внешних сил трения, а их влияние рассматривать как внешние возмущения, которые будут компенсироваться регулятором компенсации возмущений, что использовано в статье.

2. В большинстве своем моменты внешних сил трения в электроприводе, прилагаемые к сосредоточенным массам, представляют собой либо сухое (кулоновское) трение первого рода, либо некоторую величину, функционально зависящую от скорости массы. Если в последнем случае функциональную зависимость аппроксимировать линейной, относя неточность аппроксимации к возмущениям, типа флюктуации параметров, то и в первом и во втором случаях учет моментов внешних сил трения сводится лишь к некоторым структурным изменениям и численным значениям коэффициентов дискретной математической модели объекта управления, а следовательно, и в цифровой модели регулятора скорости.

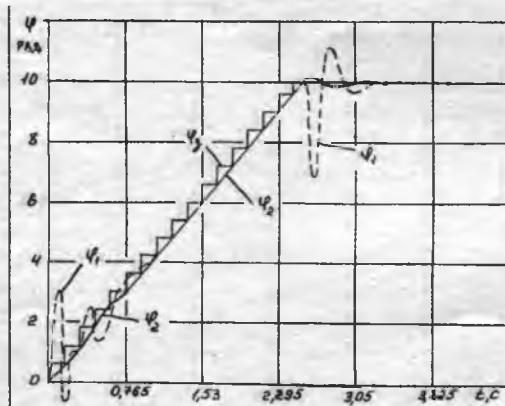


Рис. 4

Рассматриваемая система электропривода с цифровыми компенсационными регуляторами была реализована и исследована на опытной установке. Всестороннее дополнительное исследование системы выполнено на ЭВМ.

Параметры опытной установки. Тип двигателя ПБСТ — 53, $P_H = 6$ кВт; $U_H = 220$ В; $I_H = 30$ А; $\omega_H = 220$ с⁻¹; $c_d = 0,976$ В·с; $r = 0,177$ Ом; $L = 0,00333$ Гн; $J_1 = 0,11$ кГ·м²; $J_2 = 0,56$ кГ·м²; $T_p = 0,01$ с; $u_{\text{вх},\text{max}} = \pm 10$ В; $C = 14$ Н·м; $b = 0,22$ Н·с; $K_{\text{ЦАП}} = 3,0517 \times 10^{-4}$, такт квантования $\tau = 0,051$ с. Цифровые регуляторы реализованы на базе микроЭВМ "Электроника-60М".

В статье приводятся результаты воспроизведения заданных движений лишь для двух примеров. На рис. 4 приведено воспроизведение сигнала при линейном возрастании его с последующим ограничением. Зубчатая характеристика определяет задающий сигнал желаемого движения рабочего органа системы (выходная координата φ_2 движения второй массы).

На рис. 4 сплошной линией показан выходной сигнал φ_2 . Поскольку объект описывается уравнением шестого порядка то, как указывалось, система выходит на точное воспроизведение сигнала при запуске лишь через шесть тактов квантования, что просматривается на начальном участке характеристики. Пунктирной линией изображена характеристика движения первой массы (электродвигателя).

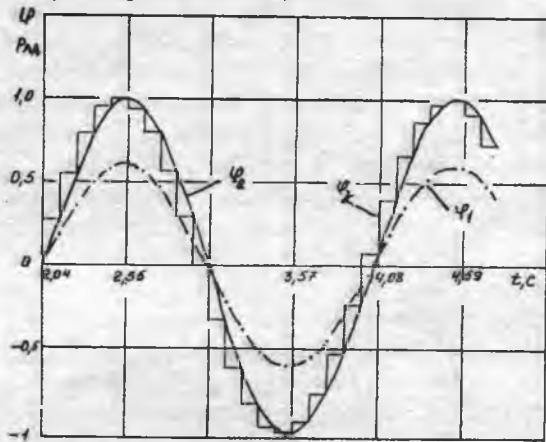


Рис. 5

На рис. 5 приведены характеристики воспроизведения синусоидального сигнала задания. Обозначения характеристик те же, что и на рис. 4. На обоих рисунках точками на зубчатой характеристике указаны дискретные значения задающего сигнала; на рис. 4 с интервалом 3τ , а на рис. 5 — 2τ .

Практическое внедрение разработанной системы было осуществлено при разработке САУ электроприводом испытательного стенда "Стрела", где в цифровой управляющей системе шаг квантования по времени $\tau = 0,006$ с.

В силу своей специфики исследуемая система позволяет косвенно контролировать ток, контролируя сигнал задания. Однако для повышения

надежности были разработаны три схемы токоограничения, обоснованы преимущества их применения и подтверждена эффективность предложенных схемных решений. Не приводя детальных рассуждений, выкладок и промежуточных результатов исследования, можно утверждать, что применение токоограничения (токовой отсечки) имеет много преимуществ по сравнению с регулированием тока по типу создания токовых контуров. Токоограничение в системе обеспечивает добавочным контуром обратной связи, разомкнутым при нормальной работе и автоматически подключаемым при достижении током предельного значения. Разработанная система, исследованная на ЭВМ, показала следующее:

1. Система обладает хорошей устойчивостью в широком диапазоне изменения шага квантования. Корневой годограф построенный в z -области при изменении τ от 0,002 до 100 с имеет расположение всех корней внутри правой части окружности единичного радиуса.

2. Система не имеет установившихся ошибок и, в частности, при одновременном воздействии на систему входного сигнала, меняющегося с постоянным ускорением, и возмущений в виде момента статических сопротивлений. Разделение каналов управляющих и возмущающих воздействий и их независимая оптимизация позволили получить высокие точностные показатели при отработке системой различных заданий (в пределах допустимой амплитуды). Максимальная динамическая ошибка не превышала 6%.

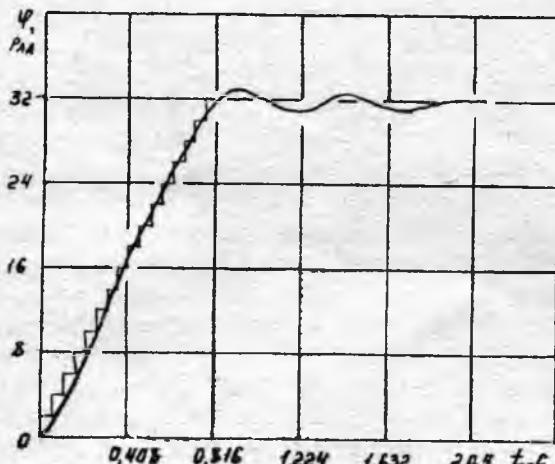


Рис. 6

3. При изменении одного и одновременно двух параметров системы на 30%, рассматривав-

шихся как возмущения (флюктуация параметров), система сохраняла свою стабильность и качество функционирования.

На рис. 6 приведена осциллограмма отработки сигнала при одновременном изменении двух параметров на 30% каждый.

4. Приведенный сравнительный анализ разработанных систем (с жесткой и упругой связью) с системой подчиненного управления показал, что системы с цифровыми компенсационными регуляторами по динамическим показателям не уступают системам подчиненного управления.

Выводы

Новые принципы построения цифровых систем управления электроприводами на базе цифровых компенсационных регуляторов скорости, положения и возмущений можно рекомендовать к практическому использованию при проектировании современных автоматизированных электроприводов.

Определенным достоинством предлагаемых систем управления электроприводами является унифицированность их общей структуры, а также методологии синтеза компенсационных регуляторов для широкого класса промышленных и непромышленных электроприводов.

Алгоритмы синтеза цифровых компенсационных регуляторов, а также моделирования систем с цифровыми регуляторами и их программная реализация разработаны авторами и зарегистрированы в ГОСФАП.

Список литературы

1. Башарин А.В., Постников Ю.В. Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ. Л.: Энергоиздат, 1990.
2. Башарин А.В., Козлова Л.П., Федотовский С.Б. Алгоритм синтеза цифровых компенсационных регуляторов для нелинейных электромеханических объектов и его программируемая реализация//ГОСФАП, №50900000849, 1990.
3. Башарин А.В., Козлова Л.П., Федотовский С.Б. Программа моделирования систем управления с цифровыми регуляторами компенсации инерционностей, нелинейностей и возмущений//ГОСФАП, №50900000850, 1990.
4. Смит Джон М. Математическое и цифровое моделирование для инженеров-исследователей. М.: Машиностроение, 1980.
5. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. Л.: Энергоиздат, 1982.

РАСЧЕТ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ СЕПАРАТОРОВ НА ОСНОВЕ ЛИНЕЙНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

А.Ю.КОНЯЕВ, канд.техн.наук

Уральский государственный технический университет

В последнее время значительное внимание уделяется проблемам переработки твердых промышленных и бытовых отходов. При этом независимо от технологии и назначения такой переработки важную роль играют процессы электродинамической сепарации, которые позволяют отделять лом цветных металлов от неметаллов [1,2] либо обеспечивают разделение цветного металлома на фракции по крупности или электропроводности [3]. Как показывает анализ, в большинстве случаев целесообразно использовать электродинамические сепараторы на основе линейных асинхронных двигателей (ЛАД), которые легко вписываются в любую технологическую линию и обеспечивают наибольшую производительность по сравнению с другими вариантами. Сепараторы на основе ЛАД применяются достаточно давно и даже включены в типовую технологическую цепочку переработки отходов [1], однако вопросам расчета их электромагнитных параметров и характеристик уделяется недостаточное внимание. Использование электродинамических сепараторов с нерационально спроектированными ЛАД приводит к завышению установленной мощности и стоимости сепараторов, перерасходу электроэнергии, сужает диапазон размеров извлекаемых проводящих предметов, ведет к взаимозасоренности фракций при разделении металлома по крупности и т.п. Для устранения указанных недостатков проводятся трудоемкие экспериментальные исследования, хотя задача выбора рациональных параметров ЛАД для заданных условий сепарации может быть успешно решена расчетным путем. В Уральском государственном техническом университете накоплен более чем десятилетний опыт расчетов, исследований и эксплуатации электродинамических сепараторов на основе ЛАД. Статья является обобщением этого опыта.

Работа электродинамических сепараторов основана на воздействии бегущего магнитного поля, создаваемого индуктором ЛАД, на проводящие тела, находящиеся в отходах и являющиеся при этом вторичным элементом (ВЭ) двигателя. В общем случае проводящие металлические предметы в отходах могут иметь самые различные формы и размеры, однако основные закономерности работы рассматриваемых устройств могут быть выявлены при исследовании поведения проводящей пластины ограниченных размеров, находящейся в бегущем поле. Поскольку извлечение из отходов крупных металлических предметов не представляет проблемы, то в даль-

нейшем рассматриваются пластины, длина (b), ширина (a) и толщина (Δ) которых не превышают полюсного деления индуктора ЛАД (t). В большинстве случаев размеры извлекаемой пластины значительно меньше размеров линейного индуктора. Это обусловливает слабую электромагнитную связь предмета и индуктора ЛАД, т.е. искажения токов и магнитного поля индуктора при внесении проводящих предметов в активную зону несущественны и ими можно пренебречь. При этом для проектирования ЛАД электродинамических сепараторов можно раздельно решать две слабо связанные задачи: расчет конструктивных и обмоточных параметров индуктора по заданным электромагнитным нагрузкам и определение электромагнитных усилий, действующих на проводящую пластину, находящуюся в бегущем магнитном поле. Первая из задач достаточно полно описана в [4,5], поэтому здесь не рассматривается. Задача об определении усилий, действующих на проводящие предметы ограниченных размеров, помещенные в бегущее магнитное поле, встречалась ранее при разработке электромагнитной почты, устройств для прокидки членника, электромагнитной транспортировки проводящих тел и т.п. [6-8]. Указанная задача является одной из самых трудных в теории устройств с бегущим магнитным полем, поскольку в наиболее полной постановке необходимо учитывать целый ряд специфичных явлений:

перераспределение вихревых токов в пластине, обусловленное ограниченностью ее длины;
затухание магнитного поля при удалении от индуктора:

продольные краевые эффекты, обусловленные разомкнутостью магнитопровода ЛАД;
поперечный краевой эффект, связанный с появлением продольных составляющих токов в массивном вторичном элементе;

вытеснение магнитного поля и токов к периферии пластины.

Совместный учет указанных явлений — задача непомерно сложная, поэтому известные решения получены при тех или иных упрощающих допущениях. Тем не менее выражения для расчета электромагнитных усилий, полученные в [6-8], допускают только численный анализ, что неудобно в практике проектирования ЛАД, особенно при выполнении многовариантных поисковых расчетов. Громоздкость решений, приведенных в [6-8], объясняется стремлением их авторов решать задачу путем отыскания результирующей магнитной индукции в зазоре ЛАД с последую-

щим определением электромагнитных сил. Однако, можно показать, что с учетом особенностей ЛАД электродинамических сепараторов (прежде всего условия $b < \tau$) и использования метода наложения конечный результат — определение усилия достигается более простым путем.

В основу расчетной модели положим достаточно традиционные в теории ЛАД допущения:

1. Поверхность индуктора предполагается гладкой без пазов, на поверхности расположен бесконечно тонкий токовой слой с линейной плотностью

$$J_1 = J_{1m} \cos(\omega t - \alpha x), \quad (1)$$

где $\alpha = \pi/\tau$.

2. Размер проводящей пластины по продольной оси x ограничен (b), по поперечной оси y равен ширине индуктора ($a=L$). Поперечный краевой эффект не учитывается, что соответствует наличию высокопроводящих короткозамыкающих боковых шин.

3. Воздушный зазор δ и толщина пластины Δ много меньше полюсного деления τ и ширины индуктора L , что позволяет при определении усилия извлечения учитывать только нормальную составляющую магнитной индукции B_z и пренебречь составляющими B_x и B_y .

4. Размеры пластины значительно меньше глубины проникновения поля, так что изменения токов и магнитного поля в пластине, вызванные поверхностным эффектом, не учитываются.

5. Стальные участки магнитопровода имеют магнитную проницаемость $\mu_c = \infty$. Магнитные потоки шунтирования предполагаются замыкающимися в пределах необмотанных участков магнитопровода длиной d на краях индуктора.

Для ЛАД электродинамических сепараторов указанные допущения достаточно корректны, поскольку из-за слабой электромагнитной связи проводящей пластины и индуктора ток двигателя практически не изменяется, а действие составляющих магнитного поля можно учитывать без их взаимовлияния. Проявление поверхностного эффекта на частоте 50 Гц несущественно. Влияние поперечного краевого эффекта и тангенциальной составляющей магнитного поля можно учесть позднее. Наиболее грубое допущение — введение эквивалентных шунтирующих участков длиной d . Оно заимствовано из известной одномерной теории [4]. Такая одномерная модель обеспечивает приемлемую точность расчетов магнитного поля в активной зоне ЛАД, хотя и не учитывает реального распределения магнитных потоков в зоне шунтирования. Однако, по условиям работы электродинамических сепараторов проводящие предметы вместе с отходами вносятся непосредственно в активную зону ЛАД, так что неточности в определении магнитного поля на краях индуктора не могут сказываться на результатах. Как известно из [4], при указанных допущениях индукция магнитного поля на по-

верхности индуктора, создаваемого синусоидальной волной токов (1), описывается выражением:

$$B = B_m \sin(\omega t - \alpha x) - (-1)^p k_c B_m \sin \omega t, \quad (2)$$

где $B_m = \mu_0 J_{1m}$ — амплитуда бегущей составляющей индукции; k_c — коэффициент, определяющий амплитуду пульсирующей составляющей.

Знак пульсирующей составляющей индукции зависит от числа пар полюсов ЛАД (p). Разложив бегущую составляющую индукции на две пульсирующих, можно выражение (2) преобразовать к виду:

$$B = B_m \left[\sin \omega t \left(\cos \alpha x - (-1)^p k_c \right) - \cos \omega t \sin \alpha x \right]. \quad (3)$$

Используя метод наложения, можно определить ЭДС, наводимые в пластине, и с учетом условия непрерывности вторичных токов

$$\operatorname{div} J_2 = 0 \quad (4)$$

найти выражение для линейной плотности вторичного тока:

$$J_2 = \frac{\tau}{\pi} B_m \omega \gamma \Delta \left[\sin \omega t \left(\cos \alpha x - \cos \frac{\alpha b'}{2} \right) - \cos \omega t \sin \alpha x \right], \quad (5)$$

где γ — удельная электропроводность материала пластины; b' — геометрическая величина, определяемая по рис. 1.

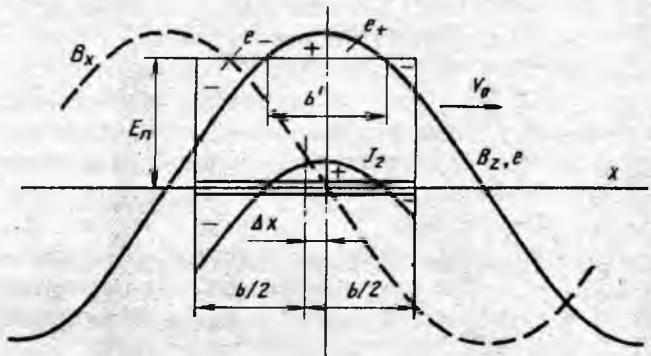


Рис. 1. К расчету распределения тока в пластине

Выражение (5) записано для неподвижной пластины, поскольку определяющей работоспособность сепаратора характеристикой является усилие трогания. Не учитывается также индуктивность ВЭ, т.е. угол между вторичными ЭДС и током $\psi_2 = 0$. Учет скольжения и угла ψ_2 принципиально не меняет решения.

Рис. 1 иллюстрирует перераспределение вторичных токов в пластине ограниченной длины с учетом условия непрерывности вторичных токов. Как показано на рис. 1, ЭДС, наводимую в пластине, можно разложить на постоянную (E_p) и знакопеременную составляющую (e_+ и e_-). Очевидно, что с учетом условия (4) вторичный ток будет определяться только знакопеременной составляющей ЭДС. При этом условие непрерыв-

ности вторичных токов может быть представлено в виде:

$$2 \int_0^{\Delta x + b'/2} J_{2+} dx_1 = \int_{-b/2}^{\Delta x - b'/2} J_{2-} dx_1 + \int_{\Delta x + b'/2}^{b/2} J_{2-} dx_1, \quad (6)$$

где координата $x_1 = x + \Delta x = x + \tau \omega t / \pi$.

Решая уравнение (6) для произвольного момента времени, получаем:

$$b' = \frac{2\tau}{\pi} \arccos \left(\frac{2\tau}{\pi b} \sin \frac{\pi b}{2\tau} \cos \omega t \right). \quad (7)$$

Как известно [6], при указанных допущениях для вычисления электродинамических сил можно использовать индукцию магнитного поля индуктора на холостом ходу.

На основании выражений (3) и (5) с учетом (7) находим:

$$F = \int_{-b/2}^{b/2} B J_2 L dx_1 = 2 B_m^2 f_l \Delta L \tau^2 \left[\frac{b}{2\tau} - \right. \\ \left. - \frac{2\tau}{\pi^2 b} \sin^2 \frac{\alpha b}{2} - (-1)^p \frac{k_c}{\pi} \sin \frac{\alpha b}{2} + \left(\frac{2\tau}{\pi^2 b} \sin^2 \frac{\alpha b}{2} - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{2\pi} \sin \alpha b \right) \cos 2\omega t + (-1)^p \frac{k_c}{2\pi} \sin \frac{\alpha b}{2} (\cos \omega t + \right. \\ \left. + 2 \cos 2\omega t - \cos 3\omega t) \right]. \quad (8)$$

Выражение (8) удобно представить в относительных единицах, полагая $b_* = b/2\tau$ и принимая за базовое усилие часть усилия, действующего на длинный ВЭ, приходящуюся на двойное полюсное деление,

$$F_\delta = F_{2\tau} = 2 B_m^2 f_l \Delta L \tau^2. \quad (9)$$

Формула (9) совпадает с аналогичными выражениями, полученными в [4,5], если в последних принять электромагнитную добротность ЛАД $\epsilon_0 < 1$.

С учетом (9) получаем усилие, действующее на пластину и записанное в относительных единицах:

$$F_* = F/F_\delta = b_* - \frac{1}{\pi^2 b_*} \sin^2 \pi b_* - \\ - (-1)^p \frac{k_c}{\pi} \sin \pi b_* + \left(\frac{1}{\pi^2 b_*} \sin^2 \pi b_* - \right. \\ \left. - \frac{1}{2\pi} \sin 2\pi b_* \right) \cos 2\omega t + (-1)^p \frac{k_c}{2\pi} \sin \pi b_* \times \\ \times (\cos \omega t + 2 \cos 2\omega t - \cos 3\omega t). \quad (10)$$

Как видно из (8) и (10), усилие содержит постоянную и пульсирующие во времени составляющие. При этом постоянная составляющая, называемая в дальнейшем усилием извлечения, состоит из трех слагаемых. Первое слагаемое можно рассматривать как пропорциональную реаль-

ной длине пластины b часть усилия, действующего на бесконечно длинный ВЭ. Второе слагаемое представляет добавку (возмущение) силы из-за ограниченной пластины. Третье — определяется действием продольного краевого эффекта. Видно, что третье слагаемое зависит в первую очередь от коэффициента k_c , поэтому его оценка представляет самостоятельный интерес.

В [4] коэффициент k_c определяется через длину шунтирующего участка d :

$$k_c = d/(p\tau + d), \quad (11)$$

причем вопрос о нахождении значения d остается открытым.

Исследования показывают, что с ростом не-магнитного зазора между индуктором ЛАД и магнитопроводом ВЭ значение d увеличивается и в одностороннем ЛАД при отсутствии вторично-го магнитопровода стремится к τ/π . Впервые на это было указано в [9]. Полагая $d \approx \tau/\pi$, можно вместо (11) получить

$$k_c = 1/(p\pi + 1) \quad (12)$$

и определить коэффициент k_c , а также влияние продольного краевого эффекта на усилие извлечения.

Найдем отношение третьего слагаемого ко второму в выражении (10). При условии $b \ll \tau$ с учетом $\sin \pi b_* \approx \pi b_*$ получаем:

$$\left[(-1)^p \frac{k_c}{\pi} \sin \pi b_* \right] / \left(\frac{1}{\pi^2 b_*} \sin^2 \pi b_* \right) = (-1)^p k_c. \quad (13)$$

Как видно из (12), с ростом числа полюсов ЛАД значение k_c уменьшается. Например, для шестиполюсного индуктора ($p = 3$) $k_c = 0,096$. Поэтому с учетом (13) можно утверждать, что для реальных ЛАД электродинамических сепараторов фактор ограниченной длины пластины ($b < \tau$) оказывает значительно большее влияние на усилие извлечения, чем продольные краевые эффекты.

Полученные выражения для расчета усилия извлечения могут быть без труда скорректированы с учетом затухания магнитного поля при удалении от индуктора и поперечного краевого эффекта. Например, для поля холостого хода одностороннего односердечникового индуктора в [4] приведено выражение для индукции в точке, отстоящей от индуктора на расстояние z ,

$$B_z = B_0 e^{-\pi z/\tau}. \quad (14)$$

Следовательно, учет затухания магнитного поля по координате производится умножением усилий по (8) и (10) на коэффициент

$$k_z = e^{-\pi z/\tau}, \quad (15)$$

где координата z принимает значение $z = \delta + 0,5\Delta$.

При необходимости можно разбивать проводящую пластину — ВЭ на элементарные слои с толщиной Δi , в пределах которых магнитную ин-

дукцию B_i можно считать неизменной. Тогда вместо (15) получаем:

$$k_z = \frac{1}{\Delta} \sum_{i=1}^n \Delta_i e^{-2\pi z_i/\tau}, \quad (16)$$

где

$$z_i = \delta + \Delta_i (i - 0,5).$$

Как показывают расчеты, при $\Delta < 3$ мм для большинства исследованных ЛАД разница в расчетах по (15) и (16) не превышает 5%, поэтому можно ограничиваться учетом затухания магнитного поля по (15).

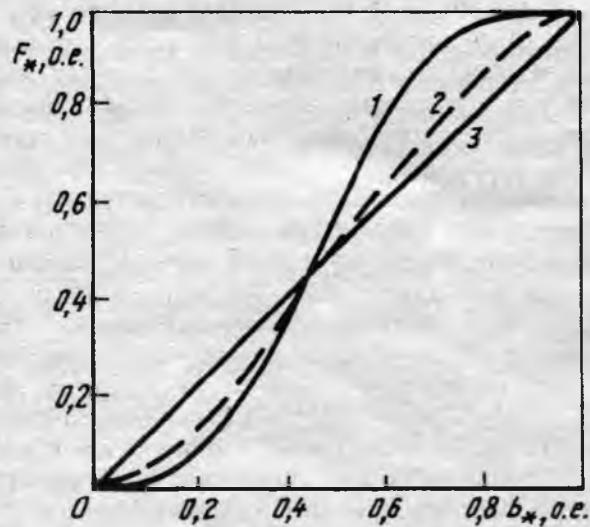


Рис. 2. Зависимости $F_* = f(b_*)$:
1 — расчет по (18); 2 — эксперимент; 3 — $F_* = b_*$.

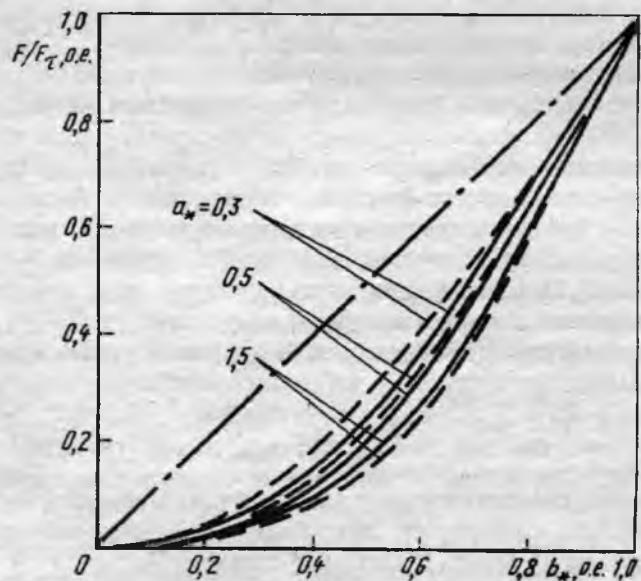


Рис. 3. Зависимости усилия извлечения от приведенных длины ($b_* = b/2\tau$) и ширины ($a_* = a/2\tau$) пластины

Для учета поперечного краевого эффекта рекомендуется пользоваться поправочным коэффициентом, аналогичным коэффициентам, используемым в [4,5,7]:

$$k_{\text{поп}} = \begin{cases} 1 - \frac{(2 - 0,67b/\tau)b}{\pi a} \operatorname{th} \frac{\pi a}{1,33b} & 0 < b < \tau; \\ 1 - \frac{1,33b}{\pi a} \operatorname{th} \frac{\pi a}{1,33b} & \tau \leq b < 2\tau. \end{cases} \quad (17)$$

Таким образом, с учетом всех принятых во внимание эффектов выражение для усилия извлечения, действующего на пластину ограниченных размеров в бегущем магнитном поле, получается в виде:

$$F_* = F_\delta \left[b_* - \frac{1}{\pi^2 b_*} \sin^2 \pi b_* - (-1)^p \frac{k_c}{\pi} \times \right. \\ \left. \times \sin \pi b_* \right] k_z k_{\text{поп}}. \quad (18)$$

Расчеты усилия извлечения по (18) хорошо согласуются с экспериментальными данными, что видно из сопоставления показанных на рис. 2 и 3 расчетных (сплошные линии) и экспериментальных (штриховые линии) кривых. Из рис. 2 и 3 следует, что при $b < \tau$ наблюдается резкое снижение усилия извлечения и, наоборот, соотношение $\tau < b < 2\tau$ является благоприятным. В целом, резкая зависимость усилия извлечения от размеров проводящего предмета и расстояния до индуктора свидетельствует о необходимости и возможности поиска оптимальных параметров ЛАД электродинамического сепаратора. Например, для получения приемлемых усилий извлечения при малых значениях b необходимо одновременно уменьшать полюсное деление τ и воздушный зазор δ .

Как показывают экспериментальные исследования, проводящие предметы ограниченных размеров совершают в бегущем магнитном поле сложные движения, поэтому представляет интерес оценка действия других сил, действующих на пластину, в частности, нормальных сил. В [4] показано, что нормальная B_z и тангенциальная B_x составляющие магнитной индукции для одностороннего линейного индуктора легко выражаются одна через другую. Например, с учетом принятых ранее обозначений можно записать:

$$B_x = B_m \sin(\omega t - \alpha x). \quad (19)$$

Тогда для нормального усилия, действующего на элементарную часть пластины длиной dx , получаем:

$$dF_z = B_x J_2 L dx. \quad (20)$$

Пренебрегая, как и ранее, реакцией вторичных токов при интегрировании выражения (20), находим нормальное усилие (усилие отталкивания) на пару полюсов подобно (9) в виде:

$$F_{z2\tau} = B_m^2 f_1 \Delta L \tau^2 \sin 2\psi_2. \quad (21)$$

При малой индуктивности проводящей пластины — ВЭ и частоте 50 Гц угол $\psi \approx 0$ и усилие отталкивания по (21) равно нулю. В случае $b \ll \tau$, когда при расчетах можно пренебречь реакцией вторичных токов, незначительно проявление усилия отталкивания и при экспериментальных исследованиях. Полагая в дальнейшем $\psi_2 = 0$, можно отыскать нормальное усилие, действующее на пластину ограниченной длины ($b > \tau$). Интегрируя (20) с учетом (5), (7) и (19), получаем:

$$F_z = F_\delta \left(\frac{1}{\pi^2 b_*} \sin^2 \pi b_* + \frac{1}{2\pi} \sin 2\pi b_* \right) \times \sin 2\omega t. \quad (22)$$

Нетрудно видеть, что и в этом случае постоянная составляющая нормального усилия отсутствует. Объясняется это тем, что на различных участках по длине пластины появляются нормальные усилия противоположного знака, уравновешивающие друг друга. Однако, те же нормальные усилия, распределенные по длине пластины, могут создавать значительные врачающие моменты. Например, приняв за ось вращения левый край пластины на рис. 1, для опрокидывающего момента от элементарной силы dF_z можно записать:

$$dM_{\text{оп}} = (x_1 + b/2) dF_z = (x_1 + b/2) B_x J_2 L dx_1, \quad (23)$$

где $(x_1 + b/2)$ — плечо элементарной силы dF_z .

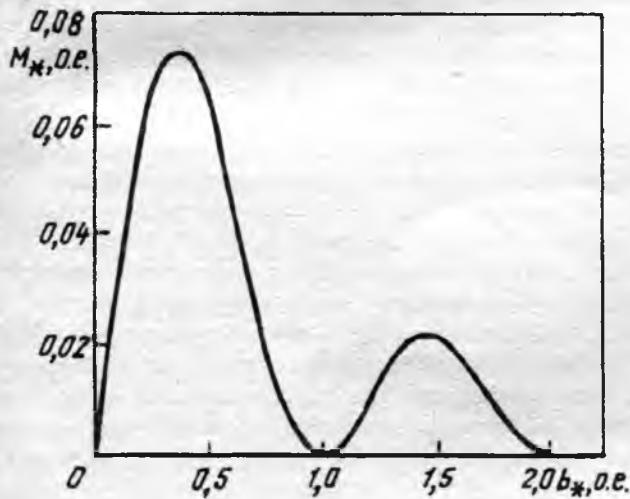


Рис. 4. Зависимость опрокидывающего момента от относительной длины пластины

Результирующий опрокидывающий момент определяется интегрированием (23) по длине пластины. При этом для постоянной во времени составляющей момента получаем (полное выражение, содержащее кроме постоянной, целый

ряд пульсирующих во времени составляющих, ввиду громоздкости не приводится):

$$M_{\text{оп}} = M_\delta \sin^2 \pi b_* / \pi^3 b_*^3, \quad (24)$$

где за базовую величину момента принято:

$$M_\delta = F_\delta \tau = 2B_m^2 f_1 \Delta L \tau^3. \quad (25)$$

Рассчитанная по (24), (25) зависимость опрокидывающего момента от относительной длины пластины приведена на рис. 4. Видно, что наибольшие значения $M_{\text{оп}}$ получаются при $b < \tau$ ($b_* < 0,5$). При экспериментальных исследованиях наличие опрокидывающего момента проявляется в том, что передний (в направлении движения поля) край пластины приподнимается над поверхностью индуктора, а задний край прижимается к ней. При $b < 0,2\tau$ проводящие пластины начинают кувыркаться в бегущем магнитном поле и могут перемещаться против поля.

В заключение можно отметить, что приведенная в статье методика расчета усилий дает результаты, хорошо согласующиеся с экспериментальными данными при наиболее важных для практики проектирования электродинамических сепараторов соотношения $b < \tau$. Полученные выражения для расчета усилий и моментов, действующих на проводящий предмет ограниченных размеров в бегущем магнитном поле, компактны и удобны для оптимизационных расчетов ЛАД электродинамических сепараторов.

Список литературы

1. Шубов Л.Я., Ройзман В.Я., Дуденков С.В. Обогащение твердых бытовых отходов. М.: Недра, 1987.
2. Кояев А.Ю., Жуков А.А., Ширшов Б.П. Линейные асинхронные двигатели в электромагнитных сепараторах для извлечения алюминия из бытовых отходов //Электротехническая промышленность. Сер. Электрические машины, 1981. N 9. С. 16-18.
3. Черепнин О.М., Шевелев А.И., Шаймова И.Г. Сепарация немагнитных цветных металлов в бегущем магнитном поле//Цветные металлы. 1985. N 11. С. 85-87.
4. Вольдек А.И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкокометаллическим рабочим телом. Л.: Энергия, 1970.
5. Веселовский О.Н., Кояев А.Ю., Сарапулов Ф.Н. Линейные асинхронные двигатели. М.: ЭАИ, 1991.
6. Крумин Ю.К. Основы теории и расчета устройств с бегущим магнитным полем. Рига: Зиннатне, 1983.
7. Laithwaite E.R. Induction Machines for Special Purposes. George Newness, Ltd., 1966.
8. Огарков Е.М., Тиунов В.В., Васильевский С.П. К расчету характеристик линейного асинхронного двигателя с коротким вторичным телом// Электропривод с линейными электродвигателями. Киев. 1976. С. 42-47.
9. Валдманс Я.Я., Лиелпетер Я.Я. Структура магнитного поля в рабочем зазоре линейных МГД-машин при произвольном числе полюсов и конечной длине магнитопровода//Магнитная гидродинамика. 1967. N 1. С. 115-120.

Поступила 19.10.93

УДК [621.3:532].001.1

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА И ЭЛЕКТРОБИОЛОГИЯ – ЧТО ОБЩЕГО?

С.В.ГАНДИЛЯН, канд.техн.наук, В.В.ГАНДИЛЯН, канд.физ.-мат.наук, У.В.ГАНДИЛЯН, инж.

Ереван, Университет

В [1] проф. И.П.Копыловым высказано предположение, что биологические двигатели живых организмов являются емкостными и индуктивно-емкостными микроэлектромеханическими преобразователями энергии. Кроме того, он утверждает, что если в середине нашего века успехи в биологии определялись привлечением термодинамики необратимых процессов, то в настоящее время грядущие успехи будут определяться соединением на базе общих принципов электробиологии и электромеханики.

В задачах моделирования электрических свойств биомембран Фрелихом предложена модель электромеханической системы [2], учитывающая баланс энергии упругой деформации двойного слоя, поляризации (обусловленной наличием сильного трансмембранных электрического поля) и их нелинейного взаимодействия.

В то же время существует еще целый ряд физико-математических моделей биологических систем, использующих сходные посылки или методологический подход [3,4]. Некоторые из них развивались совершенно независимо, как, например, подход А.С.Давыдова (механизм электромагнитного солитона) [3], однако в последнее время анализируются попытки обобщить или хотя бы объединить эти модели, несмотря на то, что они описывают разные физические ситуации с разной пространственно-временной симметрией. При этом основное внимание уделяется математической структуре теории неравновесных процессов в биологических системах с нелинейным взаимодействием подсистем (как, например в подходе, развиваемом канадским физиком Тужинским) [5].

На современном этапе развития электромеханики создается общая теория электромеханических преобразователей энергии, разделом которой является теория емкостных электрических машин [6]. В статьях А.Г.Иосифьяна [7] принципы теоретической электромеханики (физико-математическое описание процессов энергообмена, происходящих в индуктивных и емкостных электрических машинах и аппаратах) развиваются и обобщаются на основе двух сопряженных обобщенных пространств энергетического состояния, с использованием принципа разбиения единого процесса электромагнитного поля LC -контура на два пространственно-временных процесса маг-

нитоэлектрической индукции — $e(t) = -\frac{d\Phi}{dt}$ и

электромагнитной индукции — $J^*(t) = -\frac{dQ^*}{dt}$, связанных с двумя физическими различными методами энергии. При этом действие индуктивных машин описывается уравнениями пространства обобщенных переменных Лагранжа (где обобщенной координатой является электрический

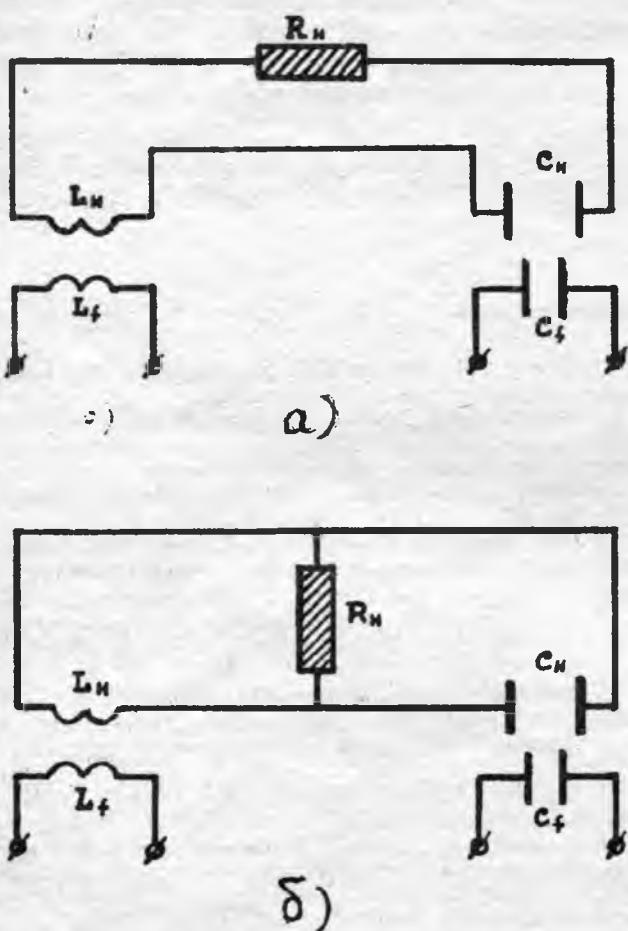


Рис. 1. Эквивалентная схема совмещенной индуктивно-емкостной электрической машины:

а — при последовательной связи фазных цепей; б — при параллельной связи фазных цепей

заряд $q(t)$, обобщенной скоростью — ток

$i(t) = \frac{dq}{dt}$, динамическим импульсом — рабочее

магнитное потокосцепление $\Psi = \int \bar{B} d\bar{S}$) и, следовательно, уравнениями электромагнитного поля Максвелла, а действие емкостных машин — уравнениями сопряженного пространства обобщенных переменных (где обобщенной координатой является магнитный поток (заряд), циркулирующий или последовательно возникающий в

контуре $\psi^* = \int \bar{B}^* d\bar{S}^*$, обобщенной скоростью —

напряжение $V = d\psi^*/dt$, динамическим импульсом — рабочее электрическое потокосцепление

$Q^* = \int \bar{D}^* d\bar{S}^*$) и, следовательно, инверсно-сопряженными уравнениями электромагнитного поля [8], где А.Г.Иосифьян, используя гипотезу Фарадея о существовании вольт-электрической индукции (магнитного эквивалента статического электричества) и соответственно магнитного тока и рассматривая в качестве носителя этого тока квант магнитного потока $\phi_0 = h/2e$, вводил понятие вектора потенциала электрического поля \bar{K} (эта полевая функция определяет электрический

поток в форме $Q^* = \oint \bar{K} d\bar{l}$).

В [9] на базе инверсно-сопряженной трактовки электромеханики разработана последовательная лагранжевая теория индуктивно-емкостных электромеханических преобразователей энергии, которые концентрируют энергию в магнитном и электрическом полях, и преобразование энергии осуществляется в электромагнитном поле (рис. 1).

При линейной связи между индуктивной и емкостной подсистемами функция Лагранжа Λ совмещенной машины является адитивной функцией:

$$\Lambda = \Lambda_m + \Lambda_e. \quad (1)$$

При этом уравнения электродинамики совмещенных индуктивно-емкостных электрических машин объединяют в одну систему уравнения индуктивных и емкостных электрических машин и их можно выразить в символической векторно-матричной форме:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi \\ Q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \bar{J}_m \\ \bar{V}_e^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \bar{V}_m \\ \bar{J}_e^* \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Psi \\ Q^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \bar{J}_m \\ \bar{V}_e^* \end{bmatrix}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где Ψ , R , L — субматрицы магнитных потокосцеплений, активных сопротивлений и индук-

тивностей магнитных контуров совмещенной машины; Q^* , G , C — субматрицы электрических потокосцеплений, активных проводимостей и емкостей электрических контуров совмещенной машины; \bar{V}_m , \bar{J}_m — векторы напряжений и токов магнитных контуров; \bar{V}_e , \bar{J}_e — векторы напряжений и токов электрических контуров.

При линейной связи между индуктивной и емкостной подсистемами функция Лагранжа Λ не является адитивной

$$\Lambda = \Lambda_m + \Lambda_e + \Delta\Lambda_{me}, \quad (3)$$

где $\Delta\Lambda_{me}$ — член лагранжиана, учитывающий влияние одной подсистемы на другую.

При этом необходимый лагранжиан для совмещенной машины построен с помощью введения новой матрицы взаимодействия $n_0(q, \psi^*)$ между двумя подсистемами [10]. При последовательной связи фазных цепей (рис. 1, а) индуктивная подсистема как источник напряжений является "несущей системой", при котором

$\Delta\Lambda_{me} = J_m n_0^{me}(q, \psi^*) V_e^{*\tau}$, а при параллельной связи "несущей системой" является емкостная подсистема (рис. 1, б) как источник тока, при котором $\Delta\Lambda_{me} = V_e^* n_0^{em}(\psi^*, q) J_m^\tau$.

Тогда совмещенным индуктивно-емкостным электрическим машинам соответствует символическая векторно-матричная система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} \bar{V}_m \\ \bar{J}_e^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Z_L & Z_{CL} \\ Z_{Le} & Z_e \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} J_m \\ V_e^* \end{bmatrix}; \\ Z_L &= R + L\delta_t + \delta_t L, \quad Z_e = G + C\delta_t + C; \\ Z_{Le} &= n_0^{me} \delta_t, \quad Z_{eL} = n_0^{em} \delta_t, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где Z_e — матрица проводимостей емкостной подсистемы; Z_L — матрица сопротивлений индуктивной подсистемы; Z_{Le} и Z_{eL} — матрицы, учитывающие влияние одной подсистемы на другую; $\delta_t = d/dt$ — оператор дифференцирования.

Принципиальный аргумент в пользу предположения проф. И.П.Копылова заключается в том, что для системы достаточно большого множества нелинейно взаимодействующих индуктивно-емкостных электрических машин характерно явление самоорганизации (неотъемлемое свойство живой природы) [11,12].

Не нарушая общности, можно считать, что рассматриваемая система состоит из l совмещенных машин (рис. 2) (магнитоэлектрический контур) и каждый i -й контур этой системы имеет нелинейную связь с другими контурами.

При этом лагранжиан указанной системы совмещенных микроэлектромеханических преобразователей энергии выражается в форме:

$$\Lambda = \sum_{i=1}^I (\Lambda_{mi} + \Lambda_{ei}) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I \left[(J_m^{(ij)} n_{0(ij)}^{me} \times \times V_e^{*(ij)\tau} + V_e^{*(ij)} n_{0(ji)}^{em} J_m^{(ij)\tau}) \right]. \quad (5)$$

В общем случае n_0^{me} и n_0^{em} являются функциями q и ψ^* или могут быть выражены интегральными коэффициентами, определяемыми структурой вещества, занимающего область, в которой действуют магнитные и электрические потокосцепления. Для симметричных индуктивно-емкостных электромеханических преобразователей энергии

$$n_0 = n_0^{me} = n_0^{em} = f\left(\frac{1}{2}\alpha\right), \quad (6)$$

где параметрическая функция $\alpha(q, \psi^*)$ выражается в форме:

$$\alpha(q, \psi^*) = \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I q_{ij} \psi_{ij}^* \left[\sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I (q_{ij} \psi_{ij}^* + \psi_{ij}^* \dot{q}_{ij}) \right]^{-1}. \quad (7)$$

Когда интенсивность нелинейного взаимодействия превосходит некоторое пороговое значение коэффициента взаимодействия $n_0 \geq n_{01kp}$, происходит конденсация энергии взаимодействия в "нижнюю моду" колебаний (освещение этого вопроса ради экономии места здесь не дано, оно будет приведено в других статьях авторов), и системы достаточно большого множества совмещенных микромашин образуют устойчивые структуры вдали от состояния термодинамического равновесия (имеет место эффект самоорганизации).

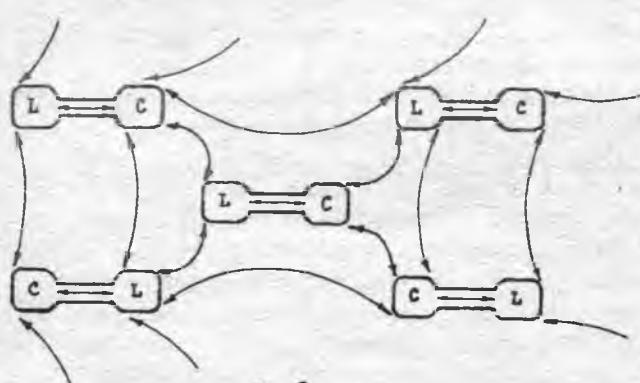


Рис. 2. Бесчисленное множество нелинейно взаимодействующих совмещенных индуктивно-емкостных электрических микромашин

При этом n_{01kp} определяется как среднеквадратичное значение

$$n_{01kp} = \frac{(n_{0(ij)/p} + n_{0(ij)/p})^2}{2}, \quad (8)$$

где $n_{0(ij)/p}$ — резонансное значение коэффициента взаимодействия между индуктивной и емкостной подсистемами элементарной (выделенной) совмещенной машины [9].

Таким образом, в указанной системе совмещенных машин имеются основные выявленные факторы, наличие которых необходимо для получения в системе эффекта самоорганизации вне зависимости от природы явления:

нелинейность структуры;

существование критических точек бифуркации, переход через которые качественно изменяет поведение структуры.

Следует отметить одно важное обстоятельство.

В [8] для изолированной магнитоэлектроиндуктивной системы вводится локальная энтропейная функция, характеризующая направление электродинамических необратимых процессов энергообмена в совмещенном объеме v_0 рабочих электрических и магнитных полей

$$\left. \begin{aligned} \delta s^h &= \frac{\delta H}{v}, \quad H = \int \rho^h(v) dv_0; \\ \rho^h &= \frac{\bar{D}(v) \bar{A}(v) + \bar{K}(v) \bar{B}^*(v)}{2}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где ρ^h — плотность действия электромагнитного поля [8].

При этом s^h идентична энтропейной функции Колмогорова [13] в фазовом пространстве энергетического состояния обобщенных переменных (Ψ, q, Q^*, ψ^*) .

Для многомашинной системы энтропейная функция

$$\delta s^h = \frac{\delta \left[\sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I (\Delta \Lambda_{(ij)}^{me} + \Delta \Lambda_{(ij)}^{em}) \right]}{2v_0}, \quad v_0 = \sqrt{v}, \quad (10)$$

где v_0 — среднеквадратичное значение резонансных частот элементарных совмещенных машин.

При этом, для указанной системы локальный принцип устойчивости Гленсдорфа-Пригожина выражается в форме:

$$\frac{d}{dt} (\delta^2 s^h) \geq 0. \quad (11)$$

Процесс нелинейного взаимодействия (энергообмен) между магнитоэлектроиндукционными микромашинами осуществляется с помощью электромагнитных двухкоординатных солитонов, в многомерном пространстве временной симметрии (рис. 3), которые накапливаются на одной (выделенной) степени свободы (так

называемая Бозе-конденсация) и как квант (импульс) электромагнитного поля характеризуются полевым уравнением

$$\oint \vec{A} d\vec{l} \oint \vec{K} d\vec{l}^* = mn \hbar, \quad (12)$$

$$n = 1, 2, 3, \dots; \quad m = 1, 2, 3, \dots,$$

где \hbar — постоянная Планка.

Случайные, статические закономерности (переходы из состояния хаоса к порядку и наоборот) в указанной системе совмещенных микроэлектромеханических преобразователей энергии возникают при переходе управляющего параметра n_0 через критическую точку бифуркации n_{01kp} .

Исследования динамических характеристик этих систем показывают, что такие электродинамические системы обладают всеми свойствами эргодической динамической системы и для таких систем применима эргодическая теорема [12].

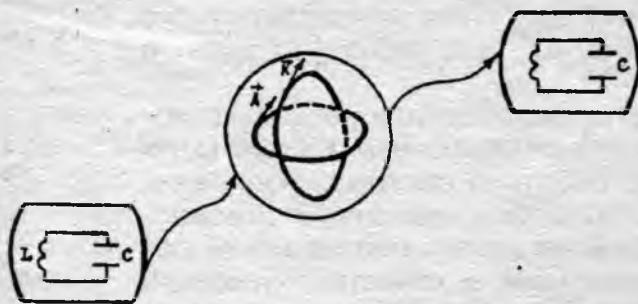


Рис. 3. Нелинейное взаимодействие совмещенных индуктивно-емкостных микросистем

Действительно, при слабых нелинейностях для токов и напряжений имеем аналог хорошо изученного логического уравнения [9, 12]:

$$\begin{aligned} \hat{y}_{n+1} &= \hat{\lambda} \hat{y}_n (1 - \delta_t \hat{y}_n); \\ \hat{x}_{n+1} &= \hat{\lambda} \hat{x}_n (1 - \delta_t \hat{x}_n), \end{aligned} \quad (13)$$

где векторы-матрицы \hat{y} , \hat{x} и $\hat{\lambda}$ выражаются в формах

$$\hat{y} = \begin{bmatrix} V_m \\ J_e^* \end{bmatrix}; \quad \hat{x} = \begin{bmatrix} J_m \\ V_e^* \end{bmatrix}; \quad \hat{\lambda} = \begin{bmatrix} n_0^{me} \\ n_0^{em} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Если мы выдергиваем указанную систему вдали от равновесия, то должны постоянно компенсировать рост энтропии, т.е. "питать" систему свободной энергией, что осуществляется изменением управляющего параметра $\hat{\lambda}(n_0)$, которая меняется, например, при воздействии на систему электромагнитного поля или света.

Более глубокие исследования этих вопросов и анализ результатов для задач физико-математического моделирования электродинамических процессов биосистем будут приведены в следующих статьях авторов.

В заключение необходимо подчеркнуть, что высказанные гипотезы, а также выводы должны рассматриваться как первые шаги на пути создания теории.

Список литературы

1. Конылов И.П. Электромеханика и электробиология — что общего? // Электротехника. 1989. № 12. С. 73-76.
2. Ивков В.Г., Берестовский Г.Н. Липидный слой биологических мембран. М.: Наука, 1982.
3. Биопотенциалы мозга человека/Под ред. В.С.Русинова. М.: Медицина, 1987.
4. Бецкий О.В., Кислов В.В. Волны и клетки. М.: Знание, 1990.
5. Биологические эффекты электромагнитных полей. Вопросы их использования и нормирования. Пущино: научный центр биологических исследований АН СССР, 1986.
6. Конылов И.П. Математическое моделирование электромеханических преобразователей энергии. М.: Вышш.шк., 1987.
7. Иосифян А.Г. Эволюция физических основ электротехники и электродинамики // Электричество. 1987. № 12. С. 19-21; 1989. № 9. С.7-14.
8. Иосифян А.Г. О необратимых процессах в электромагнитном осцилляторе // ДАН АН Арм.ССР. 1985. Т.81. Вып.4. С.118-221.
9. Гандилян С.В. Совмещенные магнитоэлектроиндукционные (индуктивно-емкостные) электромеханические преобразователи энергии // Электричество. 1988. № 8. С.22-28.
10. Аресян Г.Л. О теории электромагнитодинамики // ДАН АН Арм.ССР. 1978. Т.26. № 4. С.224-228.
11. Эйген М. Самоорганизация материи и эволюция биологических макромолекул. М.: Мир, 1976.
12. Демирчян К.С. Самоорганизация и возможность ее применения в задачах электрофизики // Электричество. 1987. № 5. С.1-6.
13. Эндрю К. Энтропия // Физика за рубежом. М.: Мир, 1986. С.42-57.

Поступила 19.10.93

НОВЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ ДЛЯ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

Акционерное общество открытого типа "Северо-Задонский конденсаторный завод" (АООТ СКЗ) разработало и серийно выпускает на базе пленочного конденсатора К73-17 шкалу номиналов емкостью от 1000 пФ до 0,15 мкФ с напряжением от 63 до 630 В. Эти изделия полностью заменяют известные конденсаторы типа К73-9, К73-24, не уступая им по габаритным размерам, имеют стабильные электрические параметры и высокую надежность, покрыты влагозащитным компаундом. Конденсаторы К73-17 единственные в России имеющие международный сертификат качества в своем классе.

АООТ СКЗ освоило также полистирольные фольговые конденсаторы типа К71-9, заменяющие морально устаревшие керамические конденсаторы КМ-5, К22-5 и другие; малогабаритные электролитические конденсаторы К50-35, имеющие широкое применение в радио-, аудио- и видеоаппаратуре; модернизировало пусковые электролитические конденсаторы типа К50-19, увеличив рабочее напряжение до 275 и 320 В. Этот конденсатор имеет высокую надежность и предназначен в основном для запуска двигателей переменного тока мощностью до 1 кВт, применяемых преимущественно в бытовой технике.

Заканчиваются работы по серийному освоению малогабаритного электролитического конденсатора К50-53 для использования в электронной аппаратуре.

Специалисты акционерного общества разработали несколько новых конденсаторов, в том числе фольговый пленочный К73-38 (двух модификаций), предназначенный для работы в системах распределения зажигания карбюраторных двигателей и пленочный самовосстанавливающийся типа К78-17 на основе металлизированной полипропиленовой пленки и предназначенный в качестве пускового для однофазных двигателей переменного тока, рабочего конденсатора, подключаемого к трехфазным асинхронным двигателям для получения питания от однофазной системы, а также для улучшения коэффициента мощности флюоресцентных, ртутных и натриевых осветительных систем.

АООТ СКЗ постоянно совершенствует свою продукцию (конденсаторы, аудиокассеты, различные светильники, елки и украшения для новогоднего убранства из полимерных материалов и многое другое) и готово сотрудничать с российскими и зарубежными партнерами на взаимовыгодных условиях, в том числе окажет техническую помощь или разработает конденсаторы по техническим требованиям заказчика для электронной техники или сложных бытовых приборов.

Наш адрес: 301774, г.Северо-Задонск, Тульской обл.,
ул.Мичурина, д. 1.

Телефон: 7—41.

Рубцов В.С., главный конструктор АООТ СКЗ

ПОПРАВКА

В № 9—10 журнала "Электротехника" за 1993 г. в статье Березина Г.Л., Кирьенина И.А., Пироговой Т.С. "Расчет сверхпроводникового соленоида заданной энергоемкости" на с.30 табл.3 должна иметь вид:

Т а б л и ц а 3

K_w	$K_a/K_w^{1/4}$	$K_v/K_w^{3/4}$	$1/K_w^{1/8}$
$1 \cdot 10^2$	0,9487	0,2498	0,5623
2	1,0025	0,2248	0,5157
3,15	1,0355	0,2081	0,4872
5	1,0644	0,1946	0,4599
$1 \cdot 10^3$	1,0919	0,1788	0,4217
2	1,1649	0,1638	0,3867
5	1,2713	0,1487	0,3449
$1,5 \cdot 10^4$	1,4241	0,1338	0,3006
5	1,6377	0,1201	0,2586
$1 \cdot 10^6$	1,7939	0,1127	0,2371
2	1,9985	0,1067	0,2175
4	2,2228	0,1007	0,1994
$1 \cdot 10^6$	2,5551	0,0940	0,1778
2	2,8985	0,0886	0,1631
4	3,1618	0,0828	0,1495

ВНИМАНИЕ

Если Вы не успели подписаться на наш журнал на I полугодие 1994 г. и согласны получать журнал в редакции по адресу: Москва, Зоологическая ул., д.11, 2-й этаж, комн.212, телефон 254—1152, Вам необходимо перевести деньги Энергоатомиздату на р/с 362101 в Москворецком отделении ПСБ филиал МИБ, МФО 201133, код банка 9201137, индекс банка 113184 (указать "Для журнала "Электротехника"), а копию платежной квитанции представить в редакцию. Деньги должны быть переведены не позже чем за месяц до выхода журнала (например, в начале апреля за № 5).

**Стоимость одного номера журнала в I полугодии — 1212 р.
Для иногородних стоимость одного номера с пересылкой по почте:**

**в России — 1500 р.
в СНГ — 2500 р.**

В марте 1994 г. начнется **подписка на II полугодие 1994 г.**
Условия подписки на наш журнал во II полугодии теже, что и в I полугодии.

Каталожная цена одного номера (без пересылки) — 3000 р.

При пересылке по почте:
3000 р. + стоимость простой бандероли (масса одного номера 200 г.).

Справки по телефону редакции: 254—1152.

ВНИМАНИЮ АВТОРОВ ЖУРНАЛА!

Авторы статей, опубликованных в 1992 и 1993 гг. в журнале "Электротехника" должны получить причитающиеся им авторские экземпляры журналов в редакции.

УДК 621.313.12.045.5.004.12

Диагностика технического состояния обмотки статора мощного генератора с использованием штатных средств теплового контроля. В. И. Поляков. — Электротехника, 1994, №2, с. 17

Рассмотрены особенности работы генератора, как объекта диагностирования, и выявлен ряд требований, которые необходимо учитывать при разработках эффективных функциональных (во время работы в сети) методов диагностики обмоток статоров.

Ил. 2. Библ. 3 назв.

УДК 621.313.2:621.318.2

Конечно-элементные модели линейных двигателей с постоянными магнитами. В. Н. Горюнов, В. Э. Тиль, Л. Е. Серкова. — Электротехника, 1994, №1, с. 20

Рассматриваются два типа двигателей с симметричной магнитной системой и РЗ-постоянными магнитами. При этом сделаны допущения, которые сводят задачу к линейной.

Ил. 5. Библ. 7 назв.

УДК 621.313.13-529

Микропроцессорная реализация импульсного управления двигателями постоянного тока. Б. Н. Попов, А. А. Кириллов. — Электротехника, 1994, №2, с. 30

Рассматривается иерархическая структура микропроцессорного управления двигателем постоянного тока с ШИМ-преобразователями и ключевыми усилителями мощности, при разделении алгоритма управления между двумя вычислителями.

Ил. 7. Табл. 4. Библ. 7 назв.

УДК 621.314.632:621.791.03

Двухполупериодная схема выпрямления в машине контактной сварки. Гуслин Ю. П. — Электротехника, 1994, №2, с. 35

Получены зависимости, позволяющие производить расчет элементов двухполупериодной схемы выпрямления при реальных для сварочных устройств соотношения параметров силовой цепи, а также определены условия целесообразного использования этой схемы вместо схемы сварки на переменном токе в контактной машине.

Ил. 8. Библ. 4 назв.

УДК 621.316.002.237

Способы сборки взаимозаменяемых составных частей электрических аппаратов. В. П. Соколов. — Электротехника, 1994, №1, с. 39

Рассматриваются способы сборки взаимозаменяемых составных частей электрических аппаратов, обеспечивающие высокую точность выходных параметров, определяющих высокое качество электрических аппаратов. Способы сборки весьма эффективны и универсальны по функциональным возможностям сборки всех типов взаимозаменяемых составных частей, состоящих как из большого числа элементов, так и из отдельных единичных элементов.

Ил. 4. Библ. 2 назв.

УДК 621.315.211.3.001.24

Модель канала распространения электромагнитных волн ВЧ по маслонаполненным кабелям 110 кВ с учетом спиральной конструкции жилы. Г. И. Владимира. — Электротехника, 1994, №2, с. 43

Рассмотрено математическое описание модели канала распространения электромагнитной энергии высокой частоты по маслонаполненному кабелю 110 кВ низкого и среднего давления с учетом повивы проволок жилы и градиривания

изоляции. Модель используется для определения волновых параметров — волнового сопротивления и коэффициента затухания.

Ил. 3. Библ. 3 назв.

УДК 621.319.4.002.237

Прогнозирование долговечности tantalовых электролитических конденсаторов. А. В. Новотельнова, С. Д. Ханин. — Электротехника 1994, №1, с 46

Представлены результаты исследования процессов, определяющих надежность tantalовых оксидно-электролитических конденсаторов. Показано, что долговечность этих изделий ограничивается процессом электростимулированного роста кристаллов металлооксида на поверхности анодов. Установлено, что старение оксидного диэлектрика в анодной подсистеме конденсатора стимулирует новодороживание металла корпуса, приводящее в конечном итоге к отказу изделия. Предложены физически обоснованные модели, описывающие зависимость ресурса tantalовых электролитических конденсаторов от условий нагружения.

Библ. 14 назв.

УДК 621.313.3:621.315.611

Новые разработки в области изоляции погружных водозаполненных электродвигателей. С. М. Левин, Е. А. Гусев. — Электротехника, 1994, №1, с. 48

Дано описание новых обмоточных проводов и изоляционных материалов для изоляции водозаполненных машин низкого и высокого напряжения. Провода и материалы предназначены для работы в морской воде, либо других водных средах, содержащих примеси солей. Приведены результаты испытаний разработанных конструкций в условиях воздействия водных сред рабочих температур, повышенных напряжений и гидростатических давлений.

Ил. 4. Табл. 3.

УДК 621.318.2.001.24

Расчет размагничивающего фактора однородно-намагниченной прямоугольной призмы. В. В. Фуфас. — Электротехника, 1994, №1, с. 52

Рассмотрены вопросы расчета коэффициента размагничивания постоянного магнита. Описан подход к его определению через размагничивающее поле. Интегральное уравнение для поля приведено к аналитическому виду.

Ил. 2. Табл. 1. Библ. 6 назв.

Новые принципы построения цифровых систем управления электроприводами на микропроцессорной основе. А. В. Башарин, Л. П. Козлова, С. Б. Федотовский. — Электротехника, 1994, №3, с. 54

Изложены новые принципы построения цифровых систем управления электроприводами на базе цифровых компенсационных регуляторов скорости, положения и компенсации возмущения, а также методология синтеза цифровых компенсационных регуляторов на новой математической базе.

Ил. 6. Библ. 5 назв.

УДК 621.313.17:628.47.04

Расчет и исследование электродинамических сепараторов на основе линейных двигателей. А. Ю. Коняев. — Электротехника, 1994, №2, с. 59

Проанализированы особенности работы электродинамических сепараторов на основе линейных электродвигателей. Показаны проблемы, возникающие при проектировании таких линейных двигателей. Предложена методика расчета усилий, действующих на пластину ограниченных размеров, находящуюся в бегущем магнитном поле линейного индуктора. Представлены результаты исследования усилий, действующих на пластину в зависимости от ее размеров.

Ил. 4. Библ. 9 назв.

**ВНИМАНИЮ РУКОВОДИТЕЛЕЙ
предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов**

Редакция журнала "Электротехника"

Предлагает услуги

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

Справки по телефону: 254—1152

Научный редактор Н.С. Разумовская
Литературный редактор А.М.Мескина
Компьютерная верстка О.Б.Беляева

Сдано в набор 20.12.93. Подписано в печать 10.02.94. Формат 60×88¹/8.
Бумага офсетная №2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 8,82.
Тираж 1194 экз. Заказ 137.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Компьютерная верстка НПО "Электропривод"
107078, г. Москва, Садовая-Спасская ул., д1/2, корп. 3
Отпечатано в Подольском филиале 142110, г. Подольск, ул. Кирова, 25

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ТОО "ЭЛЕКТРОМАШ" ELECTROMASH LTD

Предприятие "Электромаш" объединяет более 70 акционерных обществ, государственных научно-производственных объединений, организаций и научно-исследовательских институтов, расположенных в России и ближайшем зарубежье.

"ЭЛЕКТРОМАШ":

- оказывает **услуги по организации инвестиционных, проектных конструкторско-технологических разработок и поставке комплектующих изделий, станочного и общестроительного оборудования;**
- проводит **маркетинговые исследования;**
- проводит **экспертизу проектов строительства и расширения предприятий;**
- организует экспозиции продукции предприятий на выставках;
- осуществляет **рекламно-издательскую** деятельность: издает каталоги, справочники, коньюнктурные обзоры и другие информационные материалы;
- оказывает **посреднические, брокерские и дилерские услуги;**
- обеспечивает **разработку, производство и поставку:**

турбо- и гидрогенераторов до 800 000 кВт,
крупных электрических машин до 4000 кВт,
электродвигателей постоянного и переменного тока от 0,01 до 250 кВт,
силовых и специальных трансформаторов от 63 до 400 000 кВ·А,
высоковольтной (от 6 до 1200 кВ) и низковольтной аппаратуры,
силовых конденсаторов,
промышленных и транспортных кондиционеров,
конвекторов,
вентиляторов,
воздухо- и водотеплоохладителей электробытовых товаров различного назначения.

Рассмотрим любые предложения по комплексной поставке указанной
электротехнической продукции.

Адрес: Российская Федерация, 103918, Москва, Огарева, 5.
Тел. 202-43-74 Факс 290-18-66, 923-84-13
Телетайп 112670 Электромаш

Акционерное общество
"Инситес — МБД"

представитель 2536 предприятий-производителей России предлагает услуги:

- Комплексная поставка общезаводского и специализированного промышленного оборудования и технологий с гарантиями и полным сервисом услуг.
- Поставка отдельных видов промышленного оборудования:
 - котлы паровые, пароводяные и водогрейные;
 - экономайзеры, дымососы, вентиляторы, автоматика;
 - электродвигатели, электроподстанции и т.п.;
 - электротали, гидравлические тележки;
 - агрегаты насосные, насосы;
 - компрессорное оборудование.

Тел.: (095) 305—3332

- Оказываем бесплатные услуги предприятиям-производителям в проведении по нашей системе рекламы и сбыта продукции.
- Предоставляем демонстрационные (предпродажные) услуги предприятиям-производителям промышленной продукции с последующей реализацией выставляемой продукции.
- Оказываем услуги в реализации неустановленного и сверхнормативного оборудования.

Тел.: (095) 176—0057