

**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА**

**9  
10**

**1993**

*Энергоатомиздат*

**РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ**

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

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

Редактор отдела **Кунавина О.В.**

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



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ  
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ  
ГЛАВНОГО УПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ  
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ  
КОМИТЕТА ПО МАШИНОСТРОЕНИЮ РФ  
ИЗДАЕТСЯ ПРИ СОДЕЙСТВИИ АССОЦИАЦИИ  
ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ И  
"АССОЦИАЦИИ АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ  
ЭЛЕКТРОПРИВОД"

ИЗДАЕТСЯ С ЯНВАРЯ 1930 ГОДА

№ 9-10 СЕНТЯБРЬ-ОКТАБРЬ 1993

## СОДЕРЖАНИЕ

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Пашинский В.Г. К расчету коллекторных двигателей малой мощности при их питании выпрямленным пульсирующим током..... 2
- Астафьев Л.И. Обобщенная аксиальная электромашина..... 4
- Морозкин В.П., Климова Т.Г. Идентификация параметров синхронного генератора..... 10
- Сорокин А.В. Расчет геометрических параметров деталей и сборочных единиц статоров, изготавливаемых из разнородных материалов..... 13
- Кухарский М.П., Ковалева Ю.М. Расчет вентиляционного шума электрических машин..... 15

### ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

- Матковская Л.Н. Магнитные дугогасительные устройства элегазовых выключателей..... 16
- Данильчук А.А. Расчет магнитного поля рассеяния тороидального трансформатора..... 22
- Березин Г.Л., Кирьенин И.А., Пирогова Т.С. Расчет сверхпроводникового соленоида заданной емкости..... 26
- Аракелян В.Г. Анализ состояния влаги в элегазовом электрооборудовании..... 32
- Куровский Н.С., Хоменчук Б.Е., Куровский С.Н. Динамика пружинного привода ERM в режиме холостого хода..... 36
- Перцев А.А., Рьльская Л.А. Вакуумная дугогасительная камера для выключателей на 35 и 110 кВ..... 39

### ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Шпиглер Л.А. Электропривод по схеме: импульсный источник питания понижающего типа — двигатель..... 40
- Атанов В.А., Бритов Г.С. Система контроля электропривод..... 43

### ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

- Быков А.И., Васильев С.З., Маейройз И.И., Носач В.Г., Полевой П.П., Родионов В.И. Малогабаритная камера сгорания..... 46
- Педро А.А. Особенности электрического режима плавки циркониевого электрокорунда..... 48

### КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Месенжик Я.З., Ушаков В.В. Теоретические экспериментальные исследования экранирующих характеристик гибких комбинированных экранов герметизированных кабелей (ч. II)..... 50

### ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

- Али Фархан Мухсен. Определение мощности в электрической сети методом быстрого разделения матриц с использованием алгоритма сохранения огибающей..... 56
- Лямец Ю.Я., Ильин В.А., Ефремов В.А. Адаптивное реле сопротивления..... 58

### ХРОНИКА

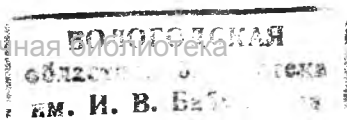
- Фридман Г.Н. Седьмая научно-техническая конференция по электрическим машинам постоянного тока..... 66

**Кузнецов Борис Иванович** ..... 69

**Рабинович Арон Абрамович** ..... 69

### СПРАВОЧНО-ИНФОРМАЦИОННЫЙ ОТДЕЛ

- От Академии электротехнических наук..... 70
- Вниманию специалистов..... 70
- Рефераты публикуемых статей..... 71



## К РАСЧЕТУ КОЛЛЕКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ МАЛОЙ МОЩНОСТИ ПРИ ИХ ПИТАНИИ ВЫПРЯМЛЕННЫМ ПУЛЬСИРУЮЩИМ ТОКОМ

В.Г. ПАШИНСКИЙ, канд. техн. наук

НИИЭМ, г. Бишкек

Регулируемые однофазные коллекторные двигатели (ОКД) малой мощности находят все более широкое применение в приводах современных бытовых приборов. В литературе преимущественное внимание уделяется исследованию ОКД в предположении относительно малой пульсации тока [1-3]. Зависимости, определяющие скоростную характеристику ОКД, находятся при этом через средние (постоянные) значения выпрямленного напряжения и тока двигателя. При наличии значительных пульсаций тока якоря требуется иной подход.

В статье приводятся приближенные соотношения для расчета параметров и скоростной характеристики двигателя последовательного возбуждения с учетом пульсаций тока. Двигатель питается по схеме рис.1. При этом будем иметь в виду режим выпрямленного пульсирующего тока при условии, что протекающий в ОКД ток во времени непрерывен. Диаграмма кривой выпрямленного напряжения приведена на рис.2.

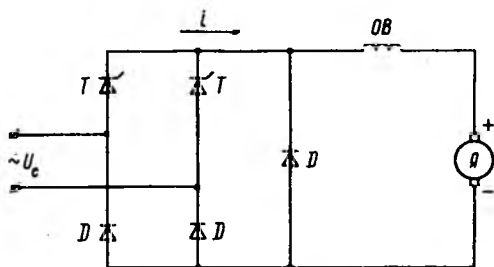


Рис.1. Схема питания ОКД от двухполупериодного полупроводникового выпрямителя с фазовым управлением:

Я — якорь двигателя; ОВ — обмотка возбуждения двигателя; Т — тиристоры; D — диоды;  $i$  — ток якоря;  $U_c$  — напряжение сети

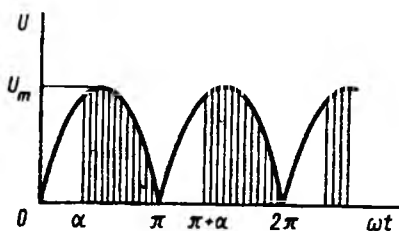


Рис.2. Диаграмма напряжения двухполупериодного выпрямителя с фазовым управлением:

$\alpha$  — угол управления тиристорами;  $U_m$  — амплитуда напряжения сети;  $\omega = 2\pi f_c$  — угловая частота напряжения при частоте сети  $f_c$ ;  $t$  — время

На стадии проектирования двигателей преимущественное практическое значение имеет режим наибольших электромагнитных нагрузок и наибольшей мощности. Ему соответствует наибольшее (номинальное) напряжение выпрямителя, получаемое при наименьших рабочих углах регулирования тиристоров  $\alpha$ . Для этого режима частота основной первой гармонической  $f_v$  выпрямленного напряжения для двухполупериодного выпрямителя будет иметь удвоенную частоту сети, т.е.  $f_v = 2f_c$ . Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения выразим такой зависимостью

$$K_u = \frac{U_{mv}}{U_{cp}}, \quad (1)$$

где  $U_{mv}$  — амплитуда  $v$ -й гармонической кривой выпрямленного напряжения;  $U_{cp}$  — среднее значение выпрямленного напряжения.

Пульсирующий ток в якоре ОКД при учете одной основной пульсационной гармоники можно представить в виде такой зависимости

$$i = I_0 + I_0 k_i \sin \omega_v t, \quad (2)$$

где  $I_0$  — постоянная составляющая (среднее значение) тока;  $k_i = I_{mv}/I_0$  — коэффициент пульсации тока;  $I_{mv}$  — амплитуда пульсационной составляющей тока;  $\omega_v = 2\pi f_v$  — угловая частота первой (основной) пульсационной составляющей с частотой  $f_v = v f_c$ .

Кривая тока в якоре ОКД и его составляющие по уравнению (2) представлены на рис.3.

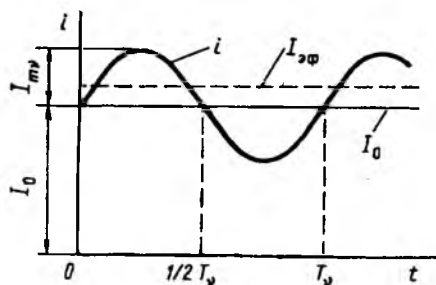


Рис.3. Расчетная диаграмма выпрямленного пульсирующего тока двигателя и его составляющих

На стадии проектирования двигателей многие их параметры еще не известны. В результате точное определение значения  $K_i$  при проектировании ОКД не представляется возможным. Оценить приближенно  $K_i$  на стадии проектирования ОКД можно с достаточной точностью следующим образом. Собственные индуктивности у малых ОКД невелики. Не применяют в этих случаях и сглаживающие фильтры. Поэтому коэффициент пульсации тока  $K_i$  можно приближенно принять по коэффициенту пульсации кривой напряжения при незначительном его уменьшении. Для предварительных расчетов можно принять, что  $k_i \approx 0.9 K_u$ .

В общем виде коэффициент пульсации выпрямленного напряжения  $K_u$  находится в соответствии с [5] как

$$K_u = \sqrt{2(\bar{K}^2 - 1)}.$$

Входящий в (3) коэффициент формы  $\bar{K}$  кривой можно вычислить по такому соотношению [6]

$$\bar{K} = \frac{\sqrt{\pi \left( \pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}}{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)}. \quad (4)$$

Перейдем теперь к рассмотрению соотношений, определяющих параметры скоростной характеристики ОКД при выпрямленном пульсирующем токе.

Для ОКД с последовательным возбуждением вращающий электромагнитный момент обусловлен средним квадратическим (эффективным) значением тока. Этим же током определяются и тепловые потери мощности в обмотках. По указанной причине анализ ОКД последовательного возбуждения при пульсирующем токе целесообразно проводить с использованием эффективных значений тока и напряжения. Это, в свою очередь, требует учета в уравнении равновесия ЭДС фактора влияния индуктивностей для пульсационной составляющей тока.

В приложении приводится сводка формул, с помощью которых можно рассчитать основные параметры и скоростную характеристику ОКД последовательного возбуждения для рассматриваемого случая. Предлагаемые зависимости отличаются от соотношений [1-3] тем, что в них фактор влияния пульсаций тока на характеристики ОКД учитывается непосредственно через коэффициент  $k_i$ . При этом в расчет принимается одна — основная гармоническая тока. Такой подход позволил использовать совокупно метод гармонического анализа и принцип наложения для наиболее характерного момента времени когда гармоника имеет действующее значение. Это соответствует установившемуся режиму работы ОКД при использовании эффективных значений тока и напряжения.

Формулы (5)-(16) позволяют определить параметры и рассчитать показатели скоростной характеристики ОКД последовательного возбуждения, питаемого по схеме рис.1. Очевидно, что точность расчетов в значительной мере будет обуславливаться тем, с какой достоверностью на стадии проектирования ОКД мы сможем задаваться значениями коэффициента пульсации тока  $k_i$  и частоты основной составляющей пульсации  $f_n$ . Но это, в свою очередь, определяется углом управления тиристорами  $\alpha$ . Погрешности расчета будут зависеть также от конкретных значений параметров двигателя и режима его работы. С использованием приведенных в приложении соотношений разработана и запрограммирована методика электромагнитного расчета малых ОКД для режима выпрямленного пульсирующего тока. Проведенные на ЭВМ расчеты подтверждают ее практическую применимость при проектировании таких ОКД.

Эффективное значение выпрямленного пульсирующего тока

$$\bar{I}_{\text{эф}} = I_0 \sqrt{1 + \frac{k_i^2}{2}}; \quad I_{\text{эф}} = P_n / U_{\text{эф}} \eta_n. \quad (5)$$

Эффективное значение пульсационной составляющей

$$I_{v\text{эф}} = I_{\text{эф}} \frac{k_i}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{k_i^2}{2}}}. \quad (6)$$

Эффективное значение напряжения на двигателе

$$U_{\text{эф}} = U_D + \Delta U_x. \quad (7)$$

Эффективное значение падения напряжения на двигателе от гармонической составляющей тока  $I_{v\text{эф}}$ , выраженное через ток  $I_{\text{эф}}$

$$\Delta U_x = I_{\text{эф}} X_{v\text{э}}. \quad (8)$$

Эквивалентное индуктивное сопротивление якорной цепи ОКД, учитывающее пульсацию тока,

$$X_{v\text{э}} = (x_{яv} + x_{вv}) \frac{k_i}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{k_i^2}{2}}}. \quad (9)$$

Составляющая напряжения, соответствующая питанию ОКД постоянным током,

$$U_D = E_{\text{вр}} + \Delta U_{\text{щ}} + (r_{я} + r_{в}) I_{\text{эф}}. \quad (10)$$

Эффективное напряжение на ОКД с учетом пульсаций тока

$$U_{\text{эф}} = E_{\text{вр}} + (R_{\Sigma} + X_{v\text{э}}) I_{\text{эф}}; \quad (11)$$

$$R_{\Sigma} = r_{я} + r_{в} + r_{\text{щ.к}}.$$

ЭДС вращения в обмотке якоря ОКД с учетом влияния пульсации тока

$$E_{\text{вр}} = N \frac{P}{a} \Phi_{\text{о.н}} C_{\Phi i} n. \quad (12)$$

Коэффициент, учитывающий влияние пульсации тока на эффективное значение магнитного потока,

$$C_{\Phi i} = \frac{\Phi_{\text{эф}}}{\Phi_{\text{о.н}}} \approx 1 - \frac{k_i}{2}. \quad (13)$$

Скорость вращения ОКД при выпрямленном пульсирующем токе

$$n = \frac{U_{\text{эф}} - I_{\text{эф}} (R_{\Sigma} + X_{v\text{э}})}{C_E \Phi_{\text{о.н}}}. \quad (14)$$

Расчетный магнитный поток (амплитудное значение)

$$\Phi_{\text{о.н}} = B_{\delta m} l \tau \alpha_i. \quad (15)$$

Коэффициент, учитывающий обмоточные параметры и влияние пульсации тока,

$$C_E = N \frac{P}{a} C_{\Phi i}. \quad (16)$$

В формулах использованы следующие обозначения параметров:  $P_n$  — номинальная полезная

мощность двигателя;  $\eta_n$  — номинальный КПД двигателя;  $r_d, r_b, r_{ш.к}$  — активные сопротивления якоря, обмотки возбуждения и щеточного контакта;  $x_{дв}, x_{bv}$  — индуктивные сопротивления рассеяния обмоток якоря и возбуждения ОКД для частоты основной гармоники  $f_v = \nu f_c$ ;  $N$  — число последовательных проводников в обмотке якоря ОКД,  $P$  — число пар полюсов двигателя;  $a$  — число пар параллельных ветвей в обмотке якоря;  $B_{\delta m}$  — наибольшее (амплитудное) значение индукции в воздушном зазоре двигателя,  $l$  — расчетная длина сердечника двигателя;  $\alpha_i$  — расчетный коэффициент полюсной дуги;  $\Phi_{\text{эф}}$  — эффективное (действующее) значение магнитного потока.

#### Список литературы

1. Скобелев В.Е. Двигатели пульсирующего тока. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр.отд.-ние, 1985.
2. Сен. П. Тиристорные электроприводы постоянного тока. М.: Энергоатомиздат, 1985.
3. Алексеев А.Е.. Тяговые электрические машины и преобразователи. Л.: Энергия. Ленингр.отд.-ние, 1977.
4. Основы теории цепей /Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Негушил, С.В. Страхов, М.:Энергия, 1975.
5. Здрок А.Г., Салютин А.А. Выпрямительные устройства электропитания и управления. М.: Энергия, 1975.
6. Исаяев И.П., Феоктистов В.П., Антохин В.М. Влияние способа управления однофазным выпрямителем на уровень пульсаций выпрямленного напряжения //Изв.ВУЗов. Сер. Электромеханика. 1980. № 7. С.769-771.
7. Пашинский В.Г. Об особенностях расчета коллекторных двигателей малой мощности при их питании от управляемых выпрямителей. Деп.рукопись. М.: Информэлектро. 17.05.1991. № 33 эт. 91

УДК 621.313.3.001.8

## ОБОБЩЕННАЯ АКСИАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОМАШИНА

Л.И.АСТАФЬЕВ

С момента открытия М.Фарадеем закона электромагнитной индукции предложены десятки, если не сотни вариантов исполнения бесконтактных машин [1]. Вместе с тем, проблема бесконтактности в теории электромашин так и не была решена до конца. Для понимания этого факта достаточно сравнить установленные мощности генераторов и двигателей различных исполнений на заводах и фабриках. Бесконтактные (индукторные) машины находят применение в промышленности лишь в качестве генераторов повышенной частоты средней мощности (50-100 кВт). Удельная масса таких генераторов существенно превышает удельную массу классической контактной машины. Проблема бесконтактности, таким образом, с экономической точки зрения сводится к проблеме удельной массы.

В [1] можно видеть, что почти все идеи по бесконтактному исполнению силовых электромашин были высказаны в XIX веке. Изобретательская

деятельность в этой области и, тем более, в области аксиальных конструкций была практически прервана на рубеже веков в связи с осознанием экономических преимуществ трехфазной машины радиального, теперь уже классического исполнения при  $p=1 \div 2$ . Этому же способствовал невысокий уровень средств производства и технологий того времени. В последующие десятилетия средства производства и технологии в тяжелом электромашиностроении были окончательно приспособлены к идее штамповки и сборки радиальных магнитопроводов из листовой стали.

Теория в эти десятилетия развивалась по сути как теория машин одного (радиального) исполнения. Обобщенная теория [2,3] описала физические процессы и режимы, но не коснулась анализа конструктивных форм, поскольку радиальное исполнение считалось (и считается до сих пор) идеальным обобщением конструкторской мысли.

Теория бесконтактных машин долгое время ограничивалась в основном описанием конструкций машин радиального исполнения, изготавливавшихся промышленностью разных стран [4]. В 60-е годы можно было видеть возрождение интереса к бесконтактным машинам, вызванное ускорением темпов развития и потребностями автоматизации и автоматической системы машин. Были разработаны теория и методы расчета индукторных машин с радиальным статором — Г.Гюи, К.Шмидта (фирмы "Лоренц"), Э.Томсона (И.Зольмана) [5,6]. И в этот период теория развивалась при подавляющем влиянии идеи радиального статора. Теория индукторных машин пренебрегла исследованием аксиальных исполнений. Например в [7], претендующей на общее завершение теории бесконтактных машин, как раздела классической теории, аксиальные конструкции даже не упоминаются.

Удивительное отношение к аксиальным машинам сохраняется более века: теория проектирования аксиальных машин и метод их расчета так и не были созданы и, следовательно, не осознаны свойства этого исполнения. Эмпирические сведения столетней давности переходят из одного труда в другой. Бесконтактные машины остаются "железными" [8], вне сферы силового привода [9].

Вместе с тем, уже в 50-е годы можно было видеть, что в классической теории электрических машин появляется все большее число неразрешимых задач. К ним относятся, прежде всего, проблемы удельной массы и бесконтактности, потеря мощности классическим статором при его развертке, архаичность коллектора, слияние электромашины с исполнительным механизмом и др. Электромашиностроение в этой части теряло перспективу; достаточно вспомнить, что робототехника, несмотря на наличие координационных планов, не получила ни одного электродвигателя, способного выполнять новые задачи.

Геометрические и физические критерии, определяющие возможный минимум удельной массы, анализировались автором в 1953-1956 гг. На их основе был построен макет трехстержневой аксиальной машины [10]. Новая машина была испытана в 1956 г. в одной из лабораторий Высшего военно-морского инженерного училища им. Ф.Э.Дзержинского.

жинского. Машина была проверена в режимах работы при питании от источника постоянного тока, на переменном токе (в том числе в режиме двойного питания). Удельная масса новой машины оказалась много меньше удельной массы основных типов индукторных машин.

Испытания макета показали, что выбор радиального статора Г. Гюи, К. Шмидтом, Э. Томсоном и другими не был удачным и развитие бесконтактных силовых машин с начала века пошло в невер-

следуются положительные и исправляются, насколько это возможно, отрицательные стороны известных из истории аксиальных конструкций. Понятие режимов работы в классической теории определяется через конструктивные особенности машины. Например, асинхронная машина в [9] определяется как бесколлекторная, имеющая якорные обмотки на роторе и статоре. Но в машинах поступательного действия, например, нет ротора (движущаяся часть — якорь), а в машине, показан-

Тип машин	Мощность, кВт · А	Число фаз, п	Частота, Гц	Число зубцов, N	Скорость, об/с	Емкость, С <sub>полн</sub> МКФ	Объем, м <sup>3</sup>	Обмотки		Магнитопровод		Удельная масса, кг кВт · А
								Медь, кг	Алюминий, кг	Электротехническая сталь, кг	Литая сталь, кг	
Э. Томсона-И. Зольмана (завод им. Вл. Ильича)	350	1	200	8	25	-	0.71	164	-	1381	2887	12.7
По [10, 11]	472	1.3	200	4	50	124	0.32	-	123	627	378	2.4
Э. Томсона-И. Зольмана (завод "Электрик")	50	3	500	20	25	-	0.26	29	-	511	634	23.5
По [11]	50	3	500	10	50	334	0.078	-	20.5	207	-	4.5
К. Шмидта (завод "Электрик")	111	1	2650	54	49	-	0.164	21.7	-	669	-	6.2
По [11]	111	1.3	2650	54	49	-	0.125	-	23	171	-	1.7
Г. Гюи (завод "Электрик")	80	1	7800	320	24.4	3.7	0.274	30.9	-	789	-	10.2
По [11]	80	1.3	7800	320	24.4	3.7	0.163	-	22.4	287	-	3.8

ном направлении. Проблемы удельной массы и бесконтактности одновременно решаются только в аксиальных конструкциях. Отрицательный опыт в части аксиальных машин, накопленный в XIX веке, показывает лишь, что рациональные конструкции тогда, эмпирическим путем, не были найдены.

В 1957-1963 гг. и в последующие годы автором разрабатывался метод расчета аксиальных электромашин, проведенное большое число расчетов. В таблице приведены некоторые из них. Из таблицы видно, что новые машины много легче индукторных машин, до сего дня изготавливаемых промышленностью. Расчеты автора были повторены известным ученым и инженером-расчетчиком М. М. Алексеевой по своему методу и полностью подтверждены [6]. Бесконтактные машины по [10, 11] отличаются не только экономически приемлемой удельной массой, но и высоким КПД (поскольку КПД машин на повышенных частотах определяется в основном количеством стали) в широком диапазоне частот.

**Обобщенная аксиальная электромашинка.** В конструктивном плане под обобщенной понимается прежде всего такая машина, в которой на-

ной на рис. 1, обмотки неподвижны и не принадлежат (что не противоречит электродинамике) определению ни ротору, ни статору. Режимы работы (на постоянном токе — ГПТ, ДПТ, на переменном токе — СГ, СД, АД, двойного питания — МДП и др.) в обобщенной аксиальной машине не связаны с ее конструкцией, что несомненно указывает на ее завершенность. Режимы в этой машине достигаются переключением обмоток внешними статическими коммутаторами.

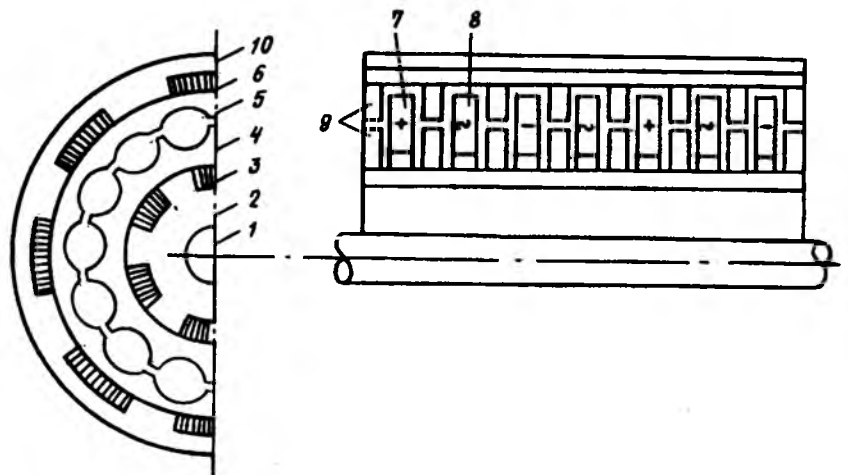


Рис. 1. Обобщенная аксиальная электромашинка

На рис.1 в двух разрезах показана трехфазная бронестержневая машина по [11]. На рис.1: 1 — вал; 2 — втулка ротора; 3,4, — продольные и зубчатые кольцевые пакеты ротора; 5,6 — то же, статора; 7,8 — кольцевые обмотки возбуждения и индукции; 9 — замыкающие незубчатые кольцевые пакеты; 10 — корпус. Подшипниковые щиты на рисунке не показаны. Вал изготавливается из немагнитной стали, втулка ротора и корпус статора — из пластмасс, композитов, легких сплавов, обмотки — из алюминиевой фольги или ленты. Кольцевые и продольные магнитопроводы набираются из листовой электротехнической стали. Продольные магнитопроводы — стержни укладываются (вклеиваются) в пазы, фрезеруемые на втулке ротора и в расточке статора. Листы стали в кольцевых пакетах — клапанах разрезаются по одному из радиусов. Клапаны крепятся на втулке шпонками. При этом клапаны ротора попарно смещаются относительно друг друга на  $180^\circ (0,5\tau_{\text{ц}})$  а пары — на треть зубцового деления ( $0; \tau_{\text{ц}}/3; 2\tau_{\text{ц}}/3$ ). Обмотки размещаются в окнах, образуемых продольными и кольцевыми магнитопроводами. Часть магнитопровода с обмоткой возбуждения будем называть индуктором, часть с обмоткой индукции — реактором. Возможны варианты конструктивного исполнения. Например, кольцевые зубчатые пакеты можно установить только на роторе или только на статоре.

Машины радиального исполнения совершенствовались в течение века. Однако бурное развитие средств производства и технологий в области трансформаторов малой мощности (ТММ) и микромашин позволило решить все проблемы производства сложных магнитопроводов. Их остается перенести в область силовых аксиальных электромашин. Например, монолитность и прочность клапанов и обмоток можно обеспечить пропиткой и обволакиванием компаундами, резку и шлифовку магнитопроводов производить алмазными инструментами и т.д. Производство бронестержневых машин любой мощности может стать обычным делом после первой же установочной партии.

Элементарное исследование конструкций показывает, что радиальное и бронестержневое исполнения обладают взаимноисключающими свойствами и в этом смысле являются чистыми антиподами. Все другие исполнения (многопакетное, с клювообразным ротором и т.п.) являются гибридными и в той или иной мере наследуют свойства названных исполнений. В известных многопакетных машинах (И.Зольмана, В.П.Вологодина), например, сохраняются все свойства классической зубцовой зоны и добавляется не лучшее решение из области аксиальных конструкций — продольный магнитопровод, охватывающий статоры снаружи. В отличие от таких машин машину по рис.1 следует определить как пакетированную или галетную. Только при таком исполнении реализуется закон "кубов-квадратов", закон Г.Галилея.

Рассмотрим некоторые из свойств антиподов.

1. Известно, что все преимущества радиального статора довольно быстро исчезают при увеличении числа полюсов (зубцов) из-за трудностей с размещением обмоток в узких пазах. Обмотки в машине по рис.1 размещаются вне зоны зазора. Противоречие в выборе измерений зубца и пазы в бронестержневой машине полностью ликвидируется. Поэтому число зубцов в этой машине практически ограничивается лишь состоянием технологий.

2. Проблемы высоковольтности, надежности, электропрочности, ремонтпригодности в класси-

ческом статоре можно решить радикально только расширением пазов. Однако, общая масса машины  $G = D^2 L_n$ . Решение этих проблем в радиальном статоре, таким образом, связано с увеличением объема и конструктивной массы, пропорциональным квадрату приращения диаметра от расширения пазов и просто невозможно в машинах предельных диаметров. Объем и масса в бронестержневой машине увеличиваются лишь в первой степени приращения окна по координате  $l_0$ , составляющей только часть общей длины машины. Расширение окна не связано с вопросами о предельном диаметре и использовании расточки.

3. Увеличение масштабов производства изделий электротехники все более обостряет дефицит меди. Удешевление алюминия и увеличение масштабов его производства, наряду с внедрением новых способов изоляции, пайки и сварки, позволяют широко использовать алюминиевые обмотки в силовых трансформаторах. Однако использование алюминия в радиальном статоре, особенно большой мощности, сдерживается по причинам, изложенным относительно последствий расширения паза. И, наоборот, бронестержневое исполнение способствует широкому применению алюминия в машинах любой мощности.

Метод исследования. Все бесконтактные электромашин в XIX веке строились однофазными. Первая индукторная радиальная машина в  $m$ -фазном исполнении была предложена в 1901 г. Г. Гюи. Многофазные аксиальные конструкции, по-видимому, впервые предложены в [10,11]. Принцип построения  $m$ -фазных систем (сдвиг токов во времени и обмоток на окружности расточки) в классической теории абсолютизируется. Однако в бронестержневой машине коаксиальные обмотки неподвижны. Естественно, в этих машинах не может возникнуть вращающееся магнитное поле. Но в этих машинах сдвигаются клапаны. Отмечая максимумы потока в зубах клапанов во времени, легко заметить движение магнитного поля от клапана к клапану по спирали.

Теория классической машины в значительной мере построена на математическом описании вращающегося магнитного поля. Описание движения поля по спирали теряет наглядность. Теорию аксиальных машин естественно построить на базе общей теории линейных (нелинейных на участке от  $B_\delta$  до  $B_{\delta\text{крит}}$ ) цепей [12]. Взаимосвязь МДС и потоков находится решением системы уравнений, матрица которых имеет вид

$$\begin{pmatrix} r_{\delta 1} + r_{\delta 2} & -r_{\delta 2} & \cdot & 0 & F_{01} \\ -r_{\delta 2} & r_{\delta 2} - r_{\delta 3} & \cdot & 0 & F_{02} \\ \cdot & \cdot & \cdot & (-1)^{i+1} r_{\delta i} & \cdot \\ 0 & 0 & (-1)^{i+1} r_{\delta i} & r_{\delta i} + r_{\delta i+1} & F_{0i} \end{pmatrix} \quad (1)$$

Индексы при магнитных сопротивлениях  $r_{di}$  и МДС  $F_{0i}$  указывают на порядковые номера клапанов и окон между ними. Сопротивления  $r_{di}$  могут быть пульсирующими (зубчатые клапаны) или постоянными (незубчатые клапаны). Под МДС  $F_{0i}$  понимаются МДС возбуждения и реакции, про-



ставляемые в матрицу в порядке следования. Не исключаются варианты совместного размещения обмоток возбуждения и реакции в каждом из окон.

Решением системы (1) находятся варианты машин или функциональных блоков с теми или иными свойствами. Следует заметить, что большинство вариантов не дает требуемых свойств (синусоидальность, фазность, развязка обмоток по частоте). Решая систему (1) при различном количестве исходных данных  $r_{di}$  и  $F_{oi}$ , можно убедиться, что работоспособная однофазная машина с перечисленными свойствами должна иметь не менее четырех клапанов и трех обмоток. Такая машина в [11] была названа двухтактной. Из уравнений следует, что в двухтактной однофазной машине нейтрализуются все четные гармоники магнитной проводимости и потока, а в трехфазной, кроме того, гармоники, кратные трем.

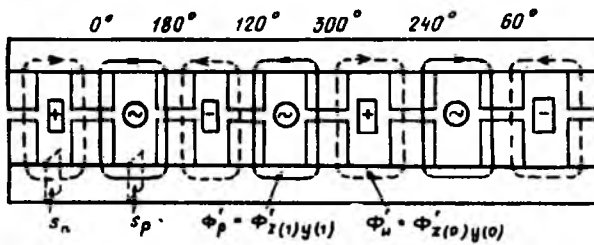


Рис. 2. Составляющие потока возбуждения

Решив систему уравнений (1), можно найти составляющие потоков возбуждения и реакции в основных сечениях  $\Sigma_{z_2}$ ,  $s_u$ ,  $s_p$  магнитопровода. Составляющие потока возбуждения показаны на рис.2. Элементарность картины поля на рис.2, минимально возможная длина МСЛ (магнитная силовая линия), отсутствие перемагничивания и потеря в индукторах характеризуют двухтактную схему преобразования магнитного потока как несомненно рациональную [13]. Поток возбуждения  $\Phi'_p$  — в реакторе

$$\Phi'_p = 0,5k'_\mu F_n z l_z k_d k_\Phi k_r \mu_0 \lambda_{\pi(1)} \cos(\omega t - \psi). \quad (2)$$

ЭДС индукции

$$E'_p = 4,44fwN_{op}\Phi'_p. \quad (3)$$

Здесь  $F_n$  — МДС возбуждения;  $z$  — число зубцов;  $l_z$  — толщина клапана (длина зубца);  $I_{\pi(1)}$ ,  $I_{\pi(0)}$  — составляющие магнитной проводимости на зубцовом делении  $\tau_{\pi}$ ;  $k$  — коэффициент, учитывающий падение МДС в стали и стыках,  $k'_\mu < 1$ ;  $k_\Phi$  — коэффициент перераспределения потоков в ветвях двухтактной схемы при индукции в зазоре больше номинальной (на участке от  $B_\delta$  до  $B_{\delta\text{крит}}$ ,  $k_F < 1$ ;  $k_r$ ,  $k_d$  — коэффициенты недоиспользования зубцовой зоны от высших гармоник проводимости, скоса и сдвига зубцов,  $k_r < 1$ ,  $k_d < 1$ ;  $N_{op}$  — число реакторов в фазе (на рис.2  $N_{op} = 1$ ).

Потоки реакции от токов нагрузки  $I''_p$  в фазах не

могут замкнуться по внешнему контуру через кольцевые пакеты  $\delta$ , поскольку сумма трех фазных МДС будет равна нулю. Потоки реакции замыкаются через зубчатые клапаны. Картина поля реакции при этом аналогична показанной на рис.2. Поток реакции  $\Phi''_p$  в фазе

$$\Phi''_p = 0,5k''_\mu \sqrt{2} I''_p w z l_z \mu_0 \lambda_{\pi(0)} \cos(\omega t - \psi - \chi). \quad (4)$$

ЭДС самоиндукции (реакции)

$$E''_p = 4,44fwN_{op}k''_s\Phi''_p. \quad (5)$$

Коэффициентом  $k''_s > 1$  учитывается рассеяние потока реакции в окне,  $\chi$  — угол между током  $I_p$  и ЭДС  $E_p$  на векторной диаграмме машины.

Формулы (2)—(5) позволяют вывести основное уравнение аксиальной электромашин:

$$P_3 = \frac{mN_{op}\pi k_d^2 k_\Phi^2 k_a}{2\mu_0 k'_s k''_\mu} D^2 l_z B_\delta^2 n, \quad (6)$$

$$\text{где } k_a = \delta_R^2 k_r^2 \lambda_{\pi(1)}^2 / \lambda_{\pi(0)} \quad (7)$$

— основная характеристика зубцовой зоны,  $\delta_R = 2\delta z/D$  — зазор в относительных единицах (радианах).

Вращающийся магнитный момент

$$M_\mu = \frac{mN_{op}k_d^2 k_\Phi^2 k_a}{4\mu_0 k'_s k''_\mu} D^2 l_z B_\delta^2. \quad (8)$$

Выше рассмотрена несимметричная (обмотки индукторов включаются последовательно-встречно) бронестержневая электромашин. Симметричную машину, позволяющую реализовать многозвенную систему бесконтактной передачи силы тяги и энергии, автор надеется описать в одной из последующих статей.

Введение в теорию проектирования. Соразмерность геометрии и параметров в классике изучались (Э.Арнольдом, М.Видмаром, В.С. Кулебакиным и др.) десятилетиями. Были получены десятки и сотни формульных и графических [8] геометрических, магнитных и электрических связей, цель которых — проектирование машины минимальной массы.

Бесконтактные аксиальные машины до сих пор оставались вне такой теории. Эту мысль достаточно проиллюстрировать только одним примером. Считается, что индукция в зазоре  $B_\delta$  и зубце  $B_z$  машины с односторонней зубчатостью не может превышать 0,5–0,6 Т в связи с критическими явлениями, присущими индукторной машине как физическому типу. Но мощность  $P_3$  пропорциональна квадрату индукции  $B_\delta$ . Неудивительно поэтому, что масса индукторных машин имеет значение до 10–30 кг/кВт.

Этот недостаток в действительности не имеет отношения к принципу преобразования магнитного потока и физическому типу машины, он целиком обязан геометрии радиального статора. С целью размещения обмоток зубец статора в радиальной машине (рис.3) выбирается узким и длинным. Такой зубец быстро насыщается и ограничивает индукцию в зазоре названной величиной.

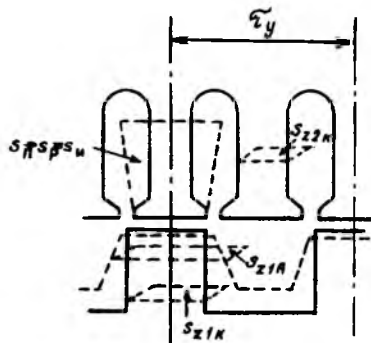


Рис. 3. Классическая зубцовая зона

Не будет преувеличением сказать, что почти вся история исследований в области бесконтактных силовых машин за последнее столетие состояла из попыток (Кайль-Гермером, Г.Гюи, Е.Александрсеном, В.П.Вологдиным и др.) улучшить энергетические свойства радиального статора [1]. Достаточно взглянуть на рис.4, чтобы убедиться в существовании другой геометрии, позволяющей увеличить индукцию в зазоре, по крайней мере, в два раза, а использование расточки и мощность соответственно в четыре раза. Максимальное использование расточки в аксиальных машинах обеспечивается естественным образом. Действительно:

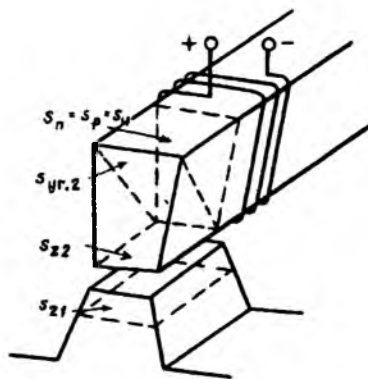


Рис. 4. Геометрия в зубцовой зоне аксиальной машины

1. Из рис.4 видно, что  $s_{y2} > s_{y1} > s_{z2}$ . При этом расчетное (эффективное) сечение условного зубца статора может быть больше эффективного сечения зубца ротора. Последнее означает, что зубец статора в аксиальной машине в отличие от радиальной не создает критической индукции  $B_{\text{окрит}}$ . Зубец аксиальной машины на рис.3 показан пунктиром. Легко видеть, не прибегая к расчетам, что такой зубец может пропустить существенно больший магнитный поток.

2. Зубец ротора в радиальной машине (рис.3) ненасыщен, его форма и длина не играют роли. В аксиальной машине именно эти зубцы определяют критическую индукцию. Поэтому выбор полукруглой или трапециевидной формы паза в этих машинах заметно увеличивает эффективное сечение зубца и индукцию  $B_{\delta}$  в номинальном режиме работы.

3. В машинах радиального исполнения  $l_z \gg \tau_z$ . В пакетированной машине всегда можно выбрать  $l_z = \tau_z$ . Можно предположить в этой связи зубец, расширяющийся к основанию по двум координатам (пирамидальный). Эффективное сечение такого зубца оказывается максимально возможным. В машине с пирамидальными зубцами индукция в зазоре  $B_{\delta}$  может выбираться в пределах до  $B_d = 1,35 \div 1,45$  Т (для холоднокатаной стали), поскольку критическая индукция  $B_{\text{окрит}}$  в этом случае близка к индукции насыщения стали  $B_s$ .

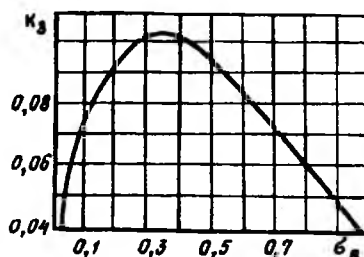


Рис. 5. Зависимость  $k_3 = f(d_r)$

4. С уменьшением зазора увеличивается отношение  $\lambda_{\text{ш}(1)} / \lambda_{\text{ш}(0)}$ , что способствует увеличению ЭДС  $E_p'$ , но при этом увеличивается и реактивное сопротивление  $\chi$  вторичной обмотки. При заданном угле  $\alpha$  приходится уменьшать число витков, т.е. ЭДС  $E_p'$ . Становится очевидным, что существует оптимальное значение величины  $\delta_R$ . На рис.5 показан график  $k_3 = f(\delta_R)$ . Из графика видно, что оптимальный зазор в относительных единицах  $\delta_R = 0,3 \div 0,4$ . Конструктор радиальной машины всегда испытывает трудности с размещением обмоток. В теории индукторных машин в этой связи рекомендуется выбирать зазор минимально возможным. В промышленных образцах:  $\delta_R = 0,03 \dots 0,1$ . Размещение обмоток в аксиальной машине вне зоны зазора позволяет выбирать последний оптимальным и существенно увеличить мощность и силу тяги относительно бесконтактных электромашин с радиальным статором.

5. Размещение обмоток вне зоны зазора позволяет выбирать высоту зубцов  $h_z$  минимальной ( $h_z \gg 0,5 \tau_z$ , определяемой из расчета оптимального соотношения проводимостей  $\lambda_{\text{ш}(1)}$  и  $\lambda_{\text{ш}(0)}$ ). Выбор минимальной высоты  $h_z$  как и выбор максимального сечения  $s_z$  способствует уменьшению магнитного сопротивления в насыщенном плече двухтактной схемы, сближению величин  $B_{\text{окрит}}$  и  $B_s$ .

Преимущества аксиальных конструкций проявляются не только в зубцовой зоне.

6. Активные материалы в аксиальной машине легко распределить в трех координатах: по окружности расточки и по длине вала на  $zN_{\text{ор}}$  элементарных машин. По мере увеличения  $z$  и  $N_{\text{ор}}$  уменьшается высота (третья координата) стержневых магнитопроводов, активные материалы "сжимаются" к зазору. На рис.6 даны кривые расчета объема и активной массы при  $P_3 = \text{const}$  в функции от числа реакторов. Из кривых (для лучшего восприятия они показаны непрерывными) видно, что распределение машины на  $zN_{\text{ор}}$  машин при  $D = \text{const}$  является действенным средством снижения удельной массы. Из графика видно, кстати, что машины с сосредоточенной массой ( $N_{\text{ор}} = 1$ ), а именно такие строились в XIX веке (и строятся до сих пор), имеют максимальную удельную массу.

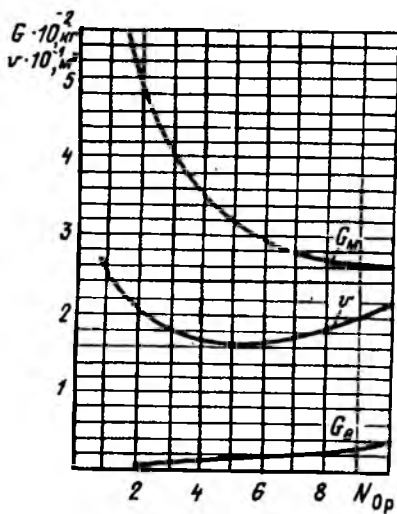


Рис. 6. Зависимость объема  $V$ , массы стали  $G_m$ , массы обмотки  $G_p$  от числа реакторов  $N_{op}$

В кривых на рис.6 с очевидностью проявляется известный в механике закон "кубов — квадратов", закон Г.Галилея. В классической теории этот закон не был замечен и изучен в связи с тем, что радиальный статор, как и обмотки в пазах, не способствуют распределению активных материалов в трех координатах ( $l_z = L_H$ , высота спинки статора и обода ротора пропорциональна сумме зубцов, мешают лобовые участки обмоток и т.п.).

7. Известно, что трехфазная классическая машина впервые предложена М.О.Доливо-Добровольским. Не вдаваясь в подробности, вспомним два из ее главных достоинств: расширяются функциональные свойства электромашин и на одной и той же поверхности расточки генерируются три мощности. Очевидна значимость последнего свойства с экономической точки зрения. Именно поэтому классическая машина, несмотря на контактное исполнение, заняла на рубеже веков ведущее место в промышленности, теории и технике.

Здесь можно заметить, что свойство генерировать две или три мощности на одном полюсном (зубцовом) делении  $\tau_{ц}$  не является исключительной особенностью радиального исполнения. В трехстержневых аксиальных машинах [10] на одном зубцовом делении размещаются три стержня и также генерируются три мощности.

В бронестержневых машинах клапаны однофазные. Проблема  $m$ -фазного исполнения здесь решается на базе закона "кубов — квадратов". Из рис.6 видно, что в пакетированной машине при  $zN_{op} = zm = z \cdot 3, z \cdot 6$  и т.д. удельная масса уменьшается пропорционально числу  $m$ . Более того  $m$ -фазное исполнение в этих машинах не связано с размещением обмоток и в отличие от радиального исполнения реализуется при любом числе  $z$ .

Изложенные особенности аксиального исполнения очевидны и элементарны настолько, что вряд ли нуждаются в экспериментальной проверке, если принять во внимание объем практических знаний, накопленных в электротехнике за последнее столетие. Вместе с тем, именно эти особенности решают проблему удельной массы бесконтактной машины.

В короткой статье невозможно описать все свойства обобщенной аксиальной машины, тем более, в широком диапазоне выбора числа зубцов  $z$  и частоты  $f$ . Отметим лишь два из них.

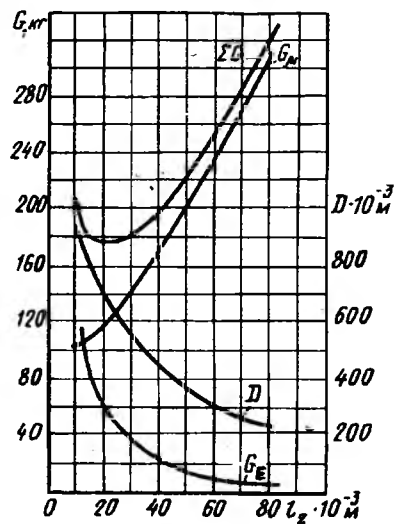


Рис. 7. Зависимость диаметра  $D$  и массы активных материалов от длины зуба  $l_z$

8. Из общей теории известно, что конструктивная масса электромашин стремится к минимуму при  $D/L_H = 0,5 \div 2,0$ , а масса активных материалов минимальна, если  $s_\epsilon \rightarrow s_\mu$ . В многополосной классической машине  $D \gg L_H$ . Жесткость такой машины обеспечивается при большой затрате конструктивных материалов, общая удельная масса становится чрезмерной. В индукторных машинах  $s_\mu \gg s_\epsilon$ . В этих машинах чрезмерны (таблица) затраты активной стали. В пакетированных машинах взаимосвязаны ( $D$  и  $l_z$ , но нет связи между  $V$  и  $L_H$ .) Изменением величин  $D$  и  $l_z$  можно найти (рис.7) оптимум активной массы, а подбором числа клапанов и обмоток обеспечить приемлемое соотношение  $D/L_H$ . Уменьшению общей удельной массы способствует также применение пластмасс или легких сплавов в конструктивных узлах машины.

9. В отличие от трансформаторов в электромашине преобразуется механическая энергия, частота  $f$  не является первопричиной изменения ее удельной массы. Диапазон частот в классике перекрывается четырьмя основными типами машин. Анализ функции  $G=f(f)$  в диапазоне частот сводится по существу к анализу свойств этих машин [6].

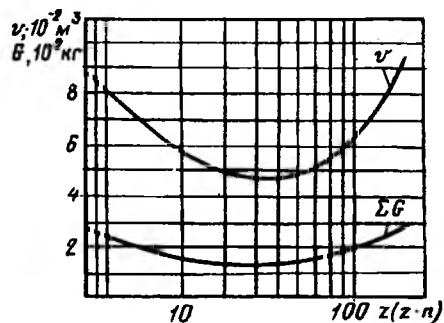


Рис. 8. Зависимость объема  $V$  и массы активных материалов от числа зубцов  $z$  при  $n = const$

На рис.8 приведены кривые изменения объема  $V$  и массы активных материалов  $\Sigma G$  аксиальной машины в функции от числа зубцов  $z$  при  $n = \text{const}$ . Из кривых видно, что величины  $V$  и  $\Sigma G$  остаются неизменными в широком диапазоне  $z$  и  $f$ , что полностью соответствует основополагающей формуле М.Фарадея. Новая машина является широкодиапазонной. Более подробный анализ показывает, что в верхней части диапазона масса и объем увеличиваются в основном из-за ухудшения свойств стали, в нижней части увеличивается абсолютная величина зазора, следовательно, растут МДС возбуждения, сечение обмотки и окна, соответственно увеличиваются длина магнитной силовой линии по контуру магнитной цепи и масса стали.

## Выводы

1. Обобщенная аксиальная электромашина превосходит по параметрам (удельная масса, КПД, экономия меди и др.) известные индукторные машины радиального исполнения (таблица) и может быть использована на заводах и фабриках в качестве генератора повышенной частоты.

2. Новая машина при  $\tau = 30 \div 150$  не уступает по удельной массе и КПД классической контактной машине на частоте 50 Гц и может быть использована в комплексе с преобразователями частоты в качестве бесконтактных синхронных и асинхронных (любой мощности) двигателей, в режимах двойного питания, в качестве сверхтихоходных безредукторных двигателей (при  $\tau = 150 \div 300$ ) в нижней части диапазона частот.

3. Новая машина может оказаться полезной в тех областях техники (подвижные объекты и др.) и сферах использования (агрессивные среды, вакуум и др.), где присутствие человека нежелательно или невозможно, а надежность становится основным фактором.

4. В машинах постоянного тока частота  $f$  и число зубцов  $z$  не являются выходными параметрами. Впервые в электромашиностроении можно отказаться от коллектора и создать серии экономически конкурентоспособных бесколлекторных силовых двигателей и генераторов постоянного тока. Основным экономическим фактором — полное исключение затрат меди. Здесь можно вспомнить, что в электромашиностроении расходуется меди до 2 кг/кВт, не считая ее затрат на производство коллекторов.

5. При развертке статора обобщенной аксиальной электромашины параметры и физические процессы остаются неизменными. Снимаются все ограничения (кривые на рис.6, 7) на использование закона "кубов-квадратов". При этом открываются перспективы создания электромеханизмов и машин [14, 15], магнитная сила тяги в зазоре которых больше веса их подвижной части.

## Список литературы

1. Аписит В.В. История бесконтактных машин // Сб. БЭМ. Рига: Зинатис, 1970. т. IX.
2. Касьянов В.Т. Электрические машины двойного питания как общий случай машины переменного тока // Электричество. 1931. N 21, 22.
3. Постников И.М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. М.: Высшая школа, 1975.
4. Вологдин В.П., Спицын М.А. Генераторы высокой частоты ОНПИ, 1935.
5. Жежерин Р.П. Индукторные генераторы. М.: Л.: Госэнергоиздат, 1961.

6. Алексеева М.М. Машины-генераторы повышенной частоты. Л.: Энергоиздат. Ленинградское отд., 1961.
7. Альпер Н.Я., Терзян А.А. Индукторные генераторы. М.: Энергия, 1970.
8. Постников И.М. Проектирование электрических машин. Киев: Госиздтехлит. УССР, 1960.
9. Кулик Ю.А. Электрические машины. М.: Высшая школа, 1971.
10. А.с. 472428 СССР. Индукторная машина/А.П.Астафьев // Открытия. Изобретения. 1975. № 20.
11. А.с. 502450 СССР. Индукторная электрическая машина /А.П.Астафьев// Открытия. Изобретения. 1976. № 5.
12. Нейман Л.Р., Калантаров П.А. Теоретические основы электротехники. М.: Госэнергоиздат, 1959.
13. Миткевич В.Ф. Магнитный поток и его преобразование. М.: Госэнергоиздат, 1950.
14. Астафьев Л.И. Линейный электродвигатель, совмещенный с железнодорожным рельсом. // Вопросы истории естествознания и техники. 1990. № 3.
15. Астафьев Л.И. Поверхностные гидрогенераторы и ГЭС // Электротехника. 1992. № 12.

УДК 621.313.322.001.24

## ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

В.И.МОРОЗКИН, доктор техн.наук, Е.Г.КЛИМОВА, канд.техн.наук

При решении ряда технических задач, например, при разработке оптимальных по различным критериям регуляторов, предполагающих подстройку параметров для конкретных генераторов, требуется решать задачу оценивания (идентификации) параметров синхронного генератора (СГ).

Существует большое количество методов идентификации параметров объектов [1, 2]. Все они могут быть отнесены условно к двум классам: с использованием явных математических выражений и с настройкой модели [1]. При применении методов с настройкой модели необходимо иметь априорные знания о структуре и значении параметров идентифицируемого объекта.

В рассматриваемом методе один и тот же сигнал подается на вход объекта и его модели. Затем формируется разность выходного сигнала объекта и его модели. Эта разность минимизируется по различным критериям и определяются параметры модели, соответствующие минимуму сформированного функционала. Эти параметры модели и приняты считать оценками параметров объекта. В качестве входных сигналов используются либо тестовые сигналы, либо рабочие сигналы на входе идентифицируемой части системы управления. Вычисление оценок происходит рекуррентным образом при поступлении каждого нового измерения. Это уменьшает объем требуемой памяти и позволяет оценивать параметры объекта в реальном времени.

Для нахождения минимума функционала используются различные градиентные методы, в которых для быстрой сходимости требуются доста-

точно точные априорные оценки и отсутствие шума в измерениях.

В методе с использованием явных математических выражений для получения оценок необходимо накопление необходимого числа измерений для получения системы  $m$  уравнений с  $m$  неизвестными. Для решения этой системы уравнений часто используется метод наименьших квадратов. Накопление измерений требует значительного объема памяти. Результат может быть получен только в конце обработки всех измерений.

В [3] проводится идентификация параметров синхронного генератора с использованием явных математических выражений и тестового входного сигнала. Приведены результаты моделирования при различных временах идентификации параметров. Результаты формируются после использования всех выборок выходного сигнала идентифицируемого объекта в конце времени идентификации.

В статье предлагается метод идентификации, объединяющий возможности предыдущих двух методов: использование априорных знаний о структуре анализируемого объекта, оценка параметров в реальном времени, использование рабочих входных сигналов, что означает идентификацию параметров СГ в рабочем режиме. Метод основан на применении теории оптимальных Калмановских оценок. Оценка параметров СГ формируется с применением входного и выходного сигналов, полученных в текущий момент времени.

**Математическое описание объекта.** Синхронный генератор в первом приближении при исследовании возбуждения генератора описывается передаточной функцией

$$W(p) = \frac{k}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)},$$

где  $k$  — эквивалентный коэффициент передачи системы возбуждения и СГ;  $T_1$  и  $T_2$  — постоянные времени системы возбуждения и СГ.

В результате идентификации требуется определить коэффициент передачи  $k$  и постоянные времени  $T_1$  и  $T_2$ .

Из (1) следует, что выходной и входной сигналы СГ связаны дифференциальным уравнением

$$T_1 T_2 \ddot{x}_{\text{ВЫХ}}(t) + (T_1 + T_2) \dot{x}_{\text{ВЫХ}}(t) + x_{\text{ВЫХ}}(t) = k x_{\text{ВХ}}(t). \quad (2)$$

Для перехода к разностному уравнению воспользуемся заменой производных конечными разностями

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_{\text{ВЫХ}}(t) &= \frac{x_{\text{ВЫХ}}(n) - x_{\text{ВЫХ}}(n-1)}{T}; \\ \ddot{x}_{\text{ВЫХ}}(t) &= \frac{x_{\text{ВЫХ}}(n) - 2x_{\text{ВЫХ}}(n-1) + x_{\text{ВЫХ}}(n-2)}{T^2}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $T$  — интервал временной дискретизации;  $n$  — текущее дискретное время,  $n = [t/T]$ .

После подстановки (3) в (2) и некоторых арифметических преобразований получаем разностное уравнение

$$x_{\text{ВЫХ}}(n) = c_1 x_{\text{ВЫХ}}(n-1) + c_2 x_{\text{ВЫХ}}(n-2) + c_3 x_{\text{ВХ}}(n), \quad (4)$$

$$\text{где } c_1 = \frac{2T_1 T_2 + (T_1 + T_2)T}{T_1 T_2 + (T_1 + T_2)T + T^2};$$

$$c_2 = \frac{-T_1 T_2}{T_1 T_2 + (T_1 + T_2)T + T^2}; \quad (5)$$

$$c_3 = \frac{kT^2}{T_1 T_2 + (T_1 + T_2)T + T^2}.$$

Коэффициенты  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$ , однозначно связаны с искомыми параметрами передаточной функции  $W(p)$ .

**Модель наблюдений.** В текущий момент времени на выходе генератора наблюдаются выходной сигнал  $x_{\text{ВЫХ}}(n)$  и некоторый шум измерений  $v(n)$ :

$$z(n) = x_{\text{ВЫХ}}(n) + v(n). \quad (6)$$

Шум измерений  $v(n)$  — белый гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией  $R_v$ .

С учетом (4) можно записать

$$z(n) = c_1 x_{\text{ВЫХ}}(n-1) + c_2 x_{\text{ВЫХ}}(n-2) + c_3 x_{\text{ВХ}}(n) + v(n). \quad (7)$$

При оценивании состояния объекта с известными параметрами константы  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$  являются компонентами матрицы наблюдений  $H(n)$ , а  $x_{\text{ВЫХ}}(n-1)$ ,  $x_{\text{ВЫХ}}(n-2)$  — компонентами неизвестного вектора состояния. При оценке параметров объекта будем считать, что  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$  представляют собой компоненты неизвестного вектора состояния  $\bar{c}$ , а  $x_{\text{ВЫХ}}(n-1)$ ,  $x_{\text{ВЫХ}}(n-2)$ ,  $x_{\text{ВХ}}(n)$  являются компонентами матрицы наблюдений  $H(n)$ .

С учетом (6) можно записать:

$$\left. \begin{aligned} x_{\text{ВЫХ}}(n-1) &= z(n-1) - v(n-1); \\ x_{\text{ВЫХ}}(n-2) &= z(n-2) - v(n-2). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

После подстановки (8) в (7) получим:

$$z(n) = c_1 h_1(n) + c_2 h_2(n) + c_3 h_3(n) + v_1(n) = H(n)\bar{c} + v_1(n). \quad (9)$$

Здесь обозначено:  $H(n)$  — матрица — строка наблюдений,  $H(n) = (h_1(n), h_2(n), h_3(n))$ ; компоненты  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$  представляют собой наблюдения в предыдущие моменты времени  $(n-1)$  и  $(n-2)$ , третья компонента  $h_3(n)$  — входной сигнал в настоящий момент времени, вектор  $\bar{c}$  — вектор неизвестных коэффициентов  $\bar{c} = (c_1, c_2, c_3)^T$ , однозначно связанных с идентифицируемыми параметрами (5).

Новый шум измерений  $v_1(n)$  также имеет нулевое среднее, его дисперсия равна

$$R(n) = c_1^2 R_v(n) + c_2^2 R_v(n) + R_v(n).$$

Уравнение параметров должно учитывать возможные изменения оцениваемых величин. Предполагаем, что в течение времени параметры СГ практически постоянны, имеют лишь флуктуации в виде белого шума. Следовательно, можно записать уравнения параметров следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} c_1(n) &= c_1(n-1) + W_1(n); \\ c_2(n) &= c_2(n-1) + W_2(n); \\ c_3(n) &= c_3(n-1) + W_3(n). \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

или в матричном виде

$$\bar{c}(n) = \Phi(n, n-1)\bar{c}(n-1) + \bar{W}(n). \quad (11)$$

Матрица  $\Phi(n, n-1)$  — переходная матрица, определяющая изменение вектора коэффициентов, в данном частном случае  $\Phi(n, n-1)$  является единичной. Шум  $\bar{w}(n)$  — белый гауссовский шум, учитывающий флуктуации параметров СГ и имеющий нулевое среднее и дисперсию  $Q(n)$ .

Уравнение Калмановской оценки в общем виде для текущего момента времени записывается следующим образом[4]:

$$\begin{aligned} \bar{c}(n/n) &= \Phi(n, n-1)\bar{c}(n-1/n-1) + \\ &+ \bar{k}(n)[z(n) - H(n)\Phi(n, n-1)\bar{c}(n-1/n-1)], \end{aligned} \quad (12)$$

где  $\bar{c}(n/n)$  — оценка вектора в настоящее время, полученная на основе  $n$ -го измерения,  $\bar{c}(n-1/n-1)$  — аналогично.

Вектор переменных коэффициентов  $\bar{k}(n)$  вычисляется по матричным формулам:

$$\begin{aligned} P(n/n-1) &= \Phi(n, n-1)P(n-1/n-1) \times \\ &\times \Phi(n, n-1) + Qn; \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \bar{k}(n) &= P(n/n-1)H^T(n) \times \\ &\times [H(n)P(n/n-1)H^T(n) + R(n)]; \end{aligned} \quad (14)$$

$$P(n/n) = [I - \bar{k}(n)H(n)]P(n/n-1), \quad (15)$$

где  $P(n/n)$  — корреляционная матрица ошибки оценки;  $\bar{c}(n/n)$ ;  $P(n/n-1)$  — корреляционная матрица ошибки предсказания оценки  $\bar{c}(n/n-1)$ .

Смысл уравнения (12) следующий: на основании предыдущей оценки  $\bar{c}(n-1/n-1)$  и переходной матрицы делается предсказание оценки на текущий момент  $n$ . Эта предсказанная оценка корректируется с учетом наблюдений в настоящий момент  $z(n)$ .

В квадратных скобках уравнения (12) формируется невязка измерений, т.е. разность между текущим измерением  $z(n)$  и его предсказанием по данным предыдущего шага. Весовой коэффициент  $\bar{k}(n)$  учитывает статистические характеристики шума измерений, возмущений и неопределенности начального момента.

Начальные условия в уравнениях (12) и (13) задаются из физических соображений, априорных знаний. Начальная оценка  $\bar{c}(0/0)$  часто задается нулевой, а корреляционная матрица начальной оценки  $P(0/0)$  — диагональной; на диагонали компоненты задаются максимально большими, от этого зависит скорость схождения оценки к истинному значению.

Для получения расчетных уравнений перепишем уравнения (12), (13) для конкретной переходной матрицы  $\Phi(n, n-1) = I$

$$\begin{aligned} \bar{c}(n/n) &= \bar{c}(n/n-1) + \bar{k}(n)[z(n) - H(n) \times \\ &\times \bar{c}(n-1/n-1)]; \end{aligned} \quad (16)$$

$$P(n/n-1) = P(n-1/n-1) + Q(n). \quad (17)$$

Поскольку компоненты матрицы наблюдения  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$  представляют собой наблюдения  $z(n-1)$ ,  $z(n-2)$ , целесообразно задать отсутствующие наблюдения нулевыми, т.е.

$$h_1(1) = z(0) = 0; \quad h_2(1) = z(-1) = 0.$$

Последовательность вычисления оценок следующая. На основании предыдущего шага ( $n-1$ ) и полученного входного сигнала  $h_3(n) = x_{вх}(n)$  вычисляется ошибка предсказания (17), затем коэффициент  $\bar{k}(n)$  по (14), использующий ошибку предсказания (13). По формуле (15) определяется ошибка оценки на  $n$ -м шаге, которая на ( $n+1$ ) шаге используется для определения ошибки предсказания.

Вычисленный коэффициент  $\bar{k}(n)$  используется в (16).

В результате работы алгоритма оценивания имеются оценки  $\hat{c}_1, \hat{c}_2, \hat{c}_3$ . По полученным значениям на основании формул (5) вычисляются искомые оценки

**Результаты моделирования.** Для проверки алгоритма идентификации задавались различные значения постоянных времени  $T_1$  и  $T_2$  интервала дискретизации  $T$ , и дисперсия шума наблюдения  $R$ . Значение дисперсии шума  $R=0,0001$  соответствует максимальной погрешности измеряемой величины 3%,  $R=0,001-10\%$ ;  $R=0,01-30\%$ . Дисперсия шума возмущений предполагалась нулевой.

Результаты моделирования представлены на рис. 1-4. на всех рисунках указаны значения оценок  $\hat{T}_1, \hat{T}_2$  и  $\hat{K}$  в последний момент идентификации  $n=50$ .

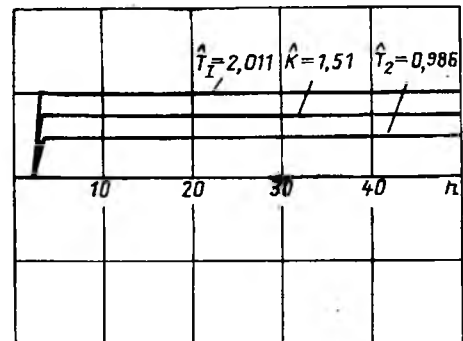


Рис.1. Переходной процесс получения оценок  $\hat{T}_1, \hat{T}_2, \hat{K}$  при  $R=0,01$ ,  $T=1с$ , заданы  $T_1=2с$ ,  $T_2=1с$ ,  $K=1,5$

На рис.1 показан переходный процесс получения оценок  $\hat{T}_1, \hat{T}_2$  и  $\hat{K}$  при близких значениях постоянных времени  $\hat{T}_1$  и  $\hat{T}_2$ . Интервал дискретизации  $T$  близок к значениям постоянных времени  $T_1$  и  $T_2$ . В этом случае даже при достаточно большом шуме измерений достоверные оценки имеются уже на пятом шаге вычислений.

На рис.2-4 представлены переходные процессы получения оценок  $\hat{T}_1, \hat{T}_2, \hat{K}$  при существенно различающихся постоянных времени  $T_1$  и  $T_2$ , различных значениях дисперсии шума измерений  $R$  и интервала дискретизации  $T$ .

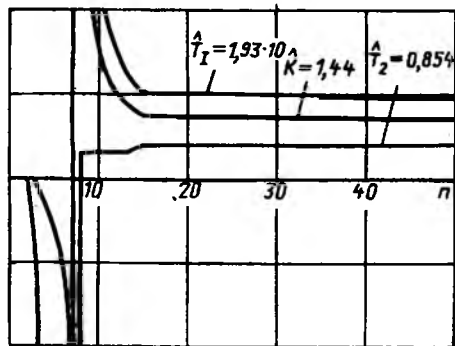


Рис.2. Переходной процесс получения оценок  $\hat{T}_1, \hat{T}_2, \hat{K}$  при  $R=0,01$ ,  $T=1c$ , заданы  $T_1=20c$ ,  $T_2=1c$ ,  $K=16,5$

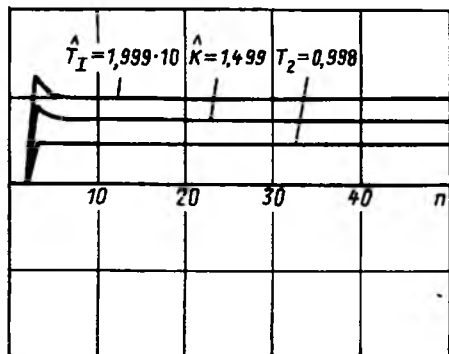


Рис.3. Переходной процесс получения оценок  $\hat{T}_1, \hat{T}_2, \hat{K}$  при  $R=0,0001$ ,  $T=1c$ , заданы  $T_1=20c$ ,  $T_2=1c$ ,  $K=1,5$

Естественно, что при уменьшении дисперсии шума  $R$  увеличивается точность оценивания и уменьшается время получения установившихся значений оценок (рис.2,3). Видно, что результат оценивания будет тем точнее, чем ближе значение интервала дискретизации к сумме постоянных времени  $(T_1 + T_2)$ . Это связано с тем, что искомые оценки  $\hat{T}_1, \hat{T}_2, \hat{K}$  получаются по оценкам  $\hat{C}_1, \hat{C}_2, \hat{C}_3$  с помощью преобразования, обратного формулам (5). При вычислении оценок необходимо осуществлять деление на разность близких по значениям величин. Чем ближе интервал дискретизации  $T$  к сумме  $(T_1 + T_2)$ , тем больше искомая разность, тем больше в ней правильных разрядов и, следовательно, точнее вычисляемые оценки.

На рис.4 видно, что даже при большом шуме измерений  $R=0,01$  (максимальное отклонение до 30%) достаточно точные оценки получаются уже при  $n=3$ . Такое же значение времени идентификации достигается и при дисперсии шума измерений  $R=0$  и произвольном интервале дискретизации  $T$ .

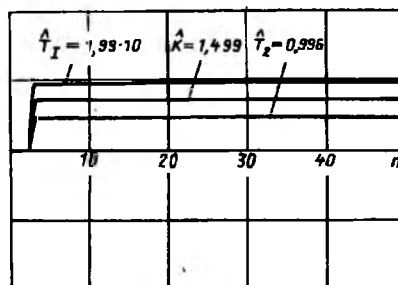


Рис.4. Переходной процесс получения оценок  $\hat{T}_1, \hat{T}_2, \hat{K}$  при  $R=0,01$ ,  $T=10c$ , заданы  $T_1=20c$ ,  $T_2=1c$ ,  $K=1,5$

### Выводы

1. Предложенный алгоритм идентификации параметров СГ дает высокую точность оценок параметров при минимальном времени идентификации. При правильно выбранном значении интервала временной дискретизации  $T$  можно получить точные оценки при минимально возможном  $n=3$ . По алгоритму [3] для этого требуется время идентификации, равное 2000 интервалам дискретизации.

2. Идентификацию параметров СГ при использовании предложенного алгоритма можно производить в реальном времени, не нарушая работы синхронного генератора.

### Список литературы

1. Эйхгофф П. Основы идентификации систем управления. М.: Мир, 1975.
2. Адаптивные фильтры /Под ред. К.Ф.Н.Коуэна и П.М.Гранта. М.: Мир, 1988.
3. Морозов Н.Б., Сеславин А.И., Шалошиков В.Г. Идентификация параметров синхронного генератора в автономной системе электроснабжения //Изв.ВУЗов. Электромеханика. 1991. № 4. С.103-105.
4. Медич Дж. Статистически оптимальные линейные оценки и управление /Под ред. А.С.Шаталова. М.: Энергия, 1973.

УДК 621.313.13.044.2.001.24

## РАСЧЕТ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДЕТАЛЕЙ И СБОРОЧНЫХ ЕДИНИЦ СТАТОРОВ, ИЗГОТОВЛЯЕМЫХ ИЗ РАЗНОРОДНЫХ МАТЕРИАЛОВ

А.В.СОРОКИН, инж.

В [1] построены математические модели взаимодействия сердечника статора со станиной электродвигателя, отражающие влияние на некруглость

$R_{ст}$  и средний радиус  $\bar{R}_{ст}$  отверстия сердечника после запрессовки в станину технологических параметров процесса сборки статора, точностных и конструктивных параметров сердечника и станины. На основе построенных математических моде-

лей разработана методика расчета размеров и допусков геометрических параметров станины и сердечника статора. Данные математической модели имеют следующий вид

$$\rho_{ст} = \rho_{п} + c \left[ 1 - \frac{1}{\pi} \left[ \bar{\Delta}_{н} + \frac{1}{2} (\rho_{п.н} + \rho_c) - \Delta_{н.а} \right] \right]; \quad (1)$$

$$\bar{R}_{ст} = \bar{R}_{п} - \frac{c}{2} \left[ 1 + \frac{1}{\pi} \left[ \bar{\Delta}_{н} + \frac{1}{2} (\rho_{п.н} + \rho_c) - \Delta_{н.а} \right] \right]; \quad (2)$$

где  $\rho_{п}$ ,  $\rho_{п.н}$  — соответственно, некруглости отверстия и наружной поверхности пакета статора до запрессовки в станину;  $\rho_c$  — некруглость отверстия станины;  $\bar{\Delta}_{н}$  — средний натяг в сопряжении сердечника статора со станиной;  $\Delta_{н.а}$  — натяг (зазор) в сопряжении сердечника со станиной по оси с наименьшей величиной давления станины на сердечник;  $c$  — коэффициент, характеризующий влияние конструктивных факторов.

Значение коэффициента  $c$  в (1) и (2) для статоров взрывозащищенных асинхронных двигателей, станины которых изготавливаются стальными, рассчитывалось по формуле [1]

$$c = \frac{R_{п.п} (R_{с.н}^2 - R_{п.н}^2)}{R_{п.н} (R_{с.н}^2 - R_{п.п}^2)}, \quad (3)$$

где  $R_{п.п}$ ,  $R_{п.н}$  — номинальные радиусы поверхности дна пазов и наружной поверхности пакета до запрессовки в станину;  $R_{с.н}$  — номинальный радиус наружной поверхности обечайки станины.

При расчете размеров и допусков геометрических параметров статоров асинхронных двигателей общепромышленных и других серий, станина и сердечник статора которых изготавливаются из разнородных материалов (например, станина изготавливается из чугуна или алюминия, сердечник — из электротехнической стали), выражение (3) для расчета коэффициента  $c$ , непригодно, поскольку оно не учитывает различия в механических свойствах материалов станины и сердечника.

Для получения формулы коэффициента  $c$  для рассматриваемого случая запишем выражение, являвшееся исходным при определении значения  $c$  для статоров взрывозащищенных двигателей [2],

$$U_{ос} = - \frac{P_{ос}}{E_{п}} \frac{2R_{п.п}R_{п.н}^2}{R_{п.н}^2 - R_{п.п}^2}, \quad (4)$$

где  $U_{ос}$  — перемещение точки отверстия пакета, лежащей на конце вертикальной полуоси  $e_{п}$ , от действия давления  $P_{ос}$  станины на наружную поверхность пакета по той же полуоси [1];  $E_{п}$  — модуль упругости первого рода материала листов пакета.

Выражение для расчета давления  $P_{ос}$  может быть получено из формулы [3] для определения натяга  $\Delta_{н.ос}$  действующего по вертикальной полуоси  $e_{п}$  пакета [1].

$$\Delta_{н.ос} = P_{ос} R_{п.н} \left[ \frac{1}{E_{п}} \left( \frac{R_{п.п}^2 + R_{п.н}^2}{R_{п.н}^2 - R_{п.п}^2} - \mu_{п} \right) + \frac{1}{E_{с}} \left( \frac{R_{п.н}^2 + R_{с.н}^2}{R_{с.н}^2 - R_{п.н}^2} + \mu_{с} \right) \right]; \quad (5)$$

где  $m_{п}$ ,  $m_{с}$  — коэффициенты Пуассона материалов пакета станины;  $E_{с}$  — модуль упругости первого рода материалов станины.

Из (5) находим:

$$P_{ос} = \frac{\Delta_{н.ос}}{R_{п.н}} \left[ \frac{1}{E_{п}} \left( \frac{R_{п.п}^2 + R_{п.н}^2}{R_{п.н}^2 - R_{п.п}^2} - \mu_{п} \right) + \frac{1}{E_{с}} \left( \frac{R_{п.н}^2 + R_{с.н}^2}{R_{с.н}^2 - R_{п.н}^2} + \mu_{с} \right) \right]^{-1}. \quad (6)$$

Подставив (6) в (4), после преобразований получим:

$$U_{ос} = - \Delta_{н.ос} \frac{2R_{п.п}R_{п.н}}{\left[ R_{п.н}^2 - R_{п.п}^2 \right] \left[ \frac{R_{п.п}^2 + R_{п.н}^2}{R_{п.н}^2 - R_{п.п}^2} - \mu_{п} + \frac{E_{п}}{E_{с}} \left( \frac{R_{п.н}^2 + R_{с.н}^2}{R_{с.н}^2 - R_{п.н}^2} + \mu_{с} \right) \right]} \rightarrow \quad (7)$$

В выражении (7) сомножитель при  $\Delta_{н.ос}$  отражает влияние конструктивных параметров и механических свойств материалов станины и сердечника статора на точностные параметры отверстия сердечника после запрессовки в станину, т.е. искомое значение  $c$ ,

$$c = \frac{2R_{п.п}R_{п.н}}{\left[ R_{п.н}^2 - R_{п.п}^2 \right] \left[ \frac{R_{п.п}^2 + R_{п.н}^2}{R_{п.н}^2 - R_{п.п}^2} - \mu_{п} + \frac{E_{п}}{E_{с}} \left( \frac{R_{п.н}^2 + R_{с.н}^2}{R_{с.н}^2 - R_{п.н}^2} + \mu_{с} \right) \right]} \rightarrow \quad (8)$$

Использование полученного выражения (8) в формулах методики, описанной в [1], позволяет практически для всех моделей асинхронных двигателей производить обоснованный расчет величин и координат середин полей допусков геометрических параметров станин и сердечников статоров, а также оптимальных натягов в их сопряжении, что обеспечивает необходимую точность отверстия статора. Это, в свою очередь, обеспечивает повышение точности воздушного зазора и улучшение выходных энергетических характеристик асинхронных двигателей.

#### Список литературы

1. Сорокин А.В. Математические модели технологического процесса сборки сердечника статора со станиной электродвигателя // Электротехника. 1991. № 4. С.9-13.
2. Справочник металлиста / под ред. С.А. Чернавского. Т.2. М.: Машиностроение, 1976.
3. Панарин Н.Я., Тарасенко И.И. Сопротивление материалов. М.-Л.: Гос.изд-во лит. по строительству, архитектуре и строительным материалам, 1962.



## РАСЧЕТ ВЕНТИЛЯЦИОННОГО ШУМА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

М.П. КУХАРСКИЙ, канд. техн. наук, Ю.М. КОВАЛЕВ, инж.

Вентиляционный шум электрических машин с воздушным охлаждением, как правило, складывается из двух составляющих: аэродинамического шума  $L_a$  и структурного шума. Аэродинамический шум обусловлен турбулентностью воздушного потока и определяется в первую очередь диаметром и скоростью вращения рабочего колеса вентилятора, а также рядом других факторов. Для определения уровня аэродинамического шума вентиляторов сложной конфигурации применяется методика Э.А. Городецкого [1]. Согласно этой методике уровень аэродинамического шума определяется зависимостью:

$$L_a = 60 \lg v + 10 \lg D_2 b + 4 + k_2 + k_3 + k_4 + k_5 + \Delta l - \zeta, \quad (1)$$

где  $v$  — окружная скорость лопаток на максимальном диаметре  $D_2$ ;  $b$  — ширина вентилятора;  $k_2$  — коэффициент, учитывающий относительную производительность,  $k_3$  — масштабный коэффициент;  $k_4$  — коэффициент, учитывающий угол атаки входной кромки вентилятора,  $k_5$  — коэффициент, учитывающий угол наклона лопатки вентилятора на входе,  $\Delta l$  — поправка на форму лопаток;  $\zeta$  — величина, характеризующая звукоизоляцию кожуха.

Значения отдельных коэффициентов находятся по специальным графикам и формулам [1]. Методика разработана на большом экспериментальном материале и корректно описывает результаты измерений. Однако значение некоторых коэффициентов предварительному определению не поддается и принимается достаточно субъективно, на основании личного опыта, что сдерживает широкое использование этой методики.

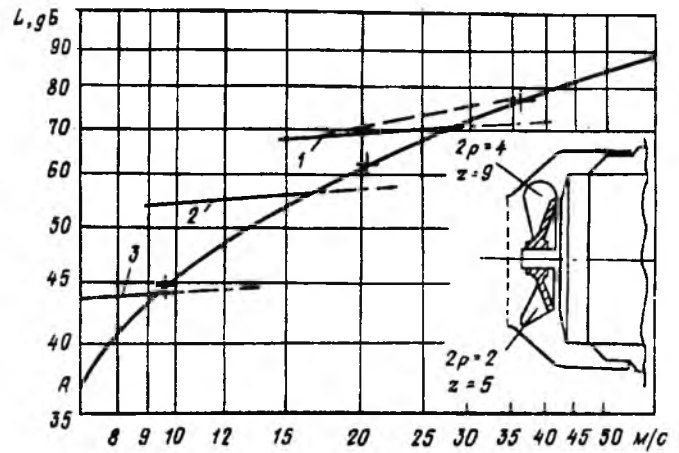
В последние два десятилетия на основании результатов многочисленных экспериментов в электрических машинах средней мощности нашли широкое применение вентиляторы с меридионально ускоренным потоком, или полуосевые вентиляторы. Вентиляторы этого типа характеризуются следующими особенностями (рисунок):

проточная часть вентилятора сужается по ходу потока воздуха;

закрепленные на коническом диске лопатки вытянуты в диагональном направлении и их входная и выходная кромки не параллельны оси вращения;

диаметр кожуха вентилятора меньше диаметра обрешетки станины.

Вентиляторы этого типа в значительной мере геометрически подобны, и поэтому для них все коэффициенты, входящие в формулу (1), практически одинаковы. Это позволяет зависимость уровня аэродинамического шума от окружной скорости для этих вентиляторов изобразить на графике  $L_a = f(v)$ , одной кривой А-А (рисунок). Правомочность такого упрощения подтверждена экспериментами на двигателях серий АИР и АИС габаритов 160-280 мм разной полюсности [2].



Зависимость уровня аэродинамической и структурной составляющих вентиляционного шума от окружной скорости вентилятора и габарита двигателя:

А-А — аэродинамическая составляющая, 1, 2, 3 — структурные составляющие для двигателей габаритов 250, 160 и 71 мм; + — номинальная окружная скорость при  $2p = 4$

Задавшись теперь допустимым для данного двигателя уровнем аэродинамического шума  $L_a$ , по кривой А-А можно с достаточной для практики точностью определить допустимое значение окружной скорости  $v$  и, зная скорость вращения машины — диаметр рабочего колеса. И наоборот — зная диаметр колеса, найти уровень аэродинамического шума. Для двух- и четырехполюсных машин старших габаритов этого обычно достаточно, так как у этих машин общий уровень вентиляционного шума определяется аэродинамической составляющей.

Однако, с уменьшением скорости вращения вентилятор любого двигателя, работающий в области преобладания аэродинамического шума, обязательно переходит в область структурного шума. Структурный шум обусловлен передачей механических колебаний узлов машины рабочему колесу и кожуху вентилятора и их резонансом. Уровень этого шума определяется в первую очередь диаметром и типом подшипника и рядом других факторов [3]. Его значение слабо зависит от окружной скорости рабочего колеса и на графике  $L_a = f(v)$  изображается слабо наклонными прямыми линиями. Для двигателей разных габаритов эти линии разные, что отражает скачкообразное изменение диаметров подшипников при изменении габарита двигателя. На рисунке, в частности, показаны уровни структурного шума, полученные экспериментально на четырехполюсных двигателях серии АИС и АИР габаритов 71, 160 и 250 мм. Разница уровней структурного шума двигателей соседних габаритов составляет 1,5-3 дБ.

Анализ этих и других имеющихся данных позволил предложить для определения уровня структурного шума  $L_c$  двигателей разных габаритов и скоростей вращения эмпирическую зависимость

$$L_c = 38v^{0,04} + 0,1H, \quad (2)$$

где  $H$  — высота оси вращения, мм.

Эта формула получена на конкретном экспериментальном материале, не учитывает многих других факторов и при радикальном изменении кон-

струкции электродвигателя или вентилятора нуждается в уточнении. В нее, очевидно, необходимо ввести коэффициенты, учитывающие тип подшипников и качество балансировки вращающихся узлов.

Общий уровень вентиляционного шума  $L$ , находится по известной формуле акустического сложения [4]

$$L = 10 \lg(10^{0,1L_a} + 10^{0,1L_c}). \quad (3)$$

Расчеты по предложенной методике в хорошем соответствии с опытными данными показывают, что у двух- и четырехполосных двигателей старших габаритов аэродинамическая составляющая вентиляционного шума является преобладающей. Доля структурного шума возрастает с уменьшением габаритов и увеличением полнотности двигателей.

Из формулы (3) следует, что максимальную прибавку в 3 дБА к общему уровню вентиляционного шума дает сложение двух шумов одинакового уровня. Поэтому при графическом определении диаметра вентилятора по допустимому уровню аэродинамического шума на тех участках кривой А-А (рисунок), где уровни шума разного происхождения близки между собой, для обеспечения требуемого общего уровня вентиляционного шума обе составляющие должны быть на 2-3 дБА меньше этого общего уровня шума. Например, если задано, что уровень вентиляционного шума четырехполосного двигателя не должен превышать 48 дБА, то уровни шума обоих составляющих должны быть не более 45 дБА каждая. На графике (рисунок) уровню шума в 48 дБА, соответствуют окружная скорость 11,9 м/с и диаметр вентилятора:

$$D_2 = \frac{60v}{\pi} = \frac{60 \cdot 11,9}{3,14 \cdot 1500} = 0,150 \text{ м,}$$

а уровню шума в 45 дБА —  $v = 9,8$  м/с и  $D_2 = 0,125$  м.

Если этой поправки не делать, то суммарный уровень шума может быть на 3 дБА больше ожидаемого, а потребляемая на охлаждение двигателя мощность будет завышена в 2,5 раза, поскольку она зависит от диаметра вентилятора в пятой степени. Как видно, эта поправка достаточно сильно влияет на диаметр вентилятора и его энергетические показатели.

Согласно формуле (3) при акустическом сложении шумов разной интенсивности вклад шума более низкого уровня в общий уровень шума становится исчезающе малым (менее 0,5 дБА), если эти уровни отличаются более чем на 10 дБА. Из графика на рисунке видно, что такая разница уровней шума разного происхождения имеет место при весьма существенном отклонении значения окружной скорости от переходной скорости вращения (когда преобладающим становится структурный шум). Например, у двигателя габарита 250 мм разница уровней аэродинамического и структурного шумов в 10 дБА достигается, когда окружная скорость колеса возрастает до 37 м/с или уменьшается до 16 м/с. В этих пределах на измеряемый уровень вентиляционного шума обязательно накладывается шум более слабого источника. Общий уровень шума в этом диапазоне не совпадает ни с кривой А-А, ни со слабо наклонной прямой. Это обстоятельство необходимо учитывать при исследовании акустических параметров двигателей.

Таким образом, анализ экспериментальных дан-

ных, полученных в процессе исследования акустических характеристик асинхронных двигателей средней мощности, позволил предложить метод расчета вентиляционного шума двигателей с учетом структурной составляющей. Наиболее актуальным предметом дальнейших исследований являются, по нашему мнению, факторы, определяющие уровень структурного шума, и методы его снижения.

#### Список литературы

1. Городницкий Э.А. Методика расчета вентиляционного шума асинхронных двигателей с вентиляторами произвольной формы//Тр. ВНИИЭМ. 1976. Т.46.
2. Кухарский М.П., Кривошеев Б.Н., Ковалев Ю.М. К вопросу о методике расчета вентиляционного шума электродвигателей// Электротехника. 1992. № 1.
3. Вибрации и шум электрических машин малой мощности/ Л.К. Волков, Р.Н. Ковалев, Т.Н. Никифоров и др. Л.: Энергия. Ленингр. отд.-ние, 1979.
4. Янг. С., Эллисон А. Измерение шума машин. М.: Энергоатомиздат, 1988.

---

## ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

---

УДК 621.316.618.9.064.4 (048)

### МАГНИТНЫЕ ДУГОГАСИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ЭЛЕГАЗОВЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Л.Н.МАТКОВСКАЯ, инж.

В статье продолжается анализ разработок дугогасительных устройств (ДУ) современных элегазовых выключателей (ЭВ), начатый в [1].

Магнитные дугогасительные устройства (МДУ), в которых с помощью различных магнитодвижущих средств (электрических катушек, постоянных магнитов, форм токового контура) создаются усилия, способствующие удлинению и гашению дуги, так же как и автогенерирующие (АДУ), позволяют, в отличие от поршневых ДУ (ПДУ), произвести отключение без существенной затраты энергии от внешних источников. Очевидно, последнее их качество и повлияло на расширение изучения и использования этого вида дугогашения в ЭВ в последние годы (рис.1). При этом следует учесть, что за последние 5-6 лет по изобретениям и 2-3 года по другим публикациям сведения пока не полные. (Издаваемого объема изученных первоисточников (около 300) ссылки на них в статье не приводятся. Желающие могут заказать подробный обзор (НОСЯ 145.439-1 НИИ НПО УЭТМ по адресу: 620066, Екатеринбург, ул.Шефская, НИИ НПО УЭТМ ОКА-1).)

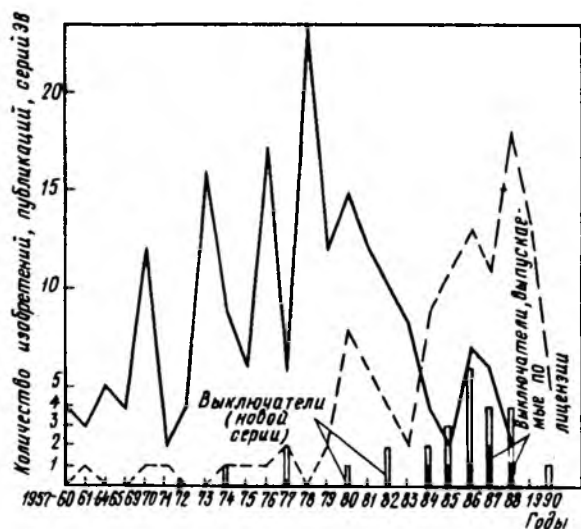


Рис. 1. Динамика патентования изобретений, появления публикаций по МДУ для ЭВ и выпуска новых серий ЭВ с МДУ: — — изобретения; --- — публикации

Принцип воздействия на дугу магнитным полем известен давно. Он широко применялся в выключателях низкого, среднего (СН) и высокого напряжения (ВН) с гашением в воздухе и других средах, а в среде элегаза применен впервые в 1951 г. фирмой "Westinghouse", которая запатентовала обычный электромагнитный выключатель с дугевогой катушкой и роговыми контактами, помещенный в кожух с элегазом. Далее этот вид дугогашения получал все более тщательную и рациональную разработку. В 1957 г. та же фирма "Westinghouse" предлагает МДУ с использованием постоянного магнита, а фирма "Siemens" в 1958 г. — выполнение катушки в виде спирали, совмещенной с дугогасительными контактами. Изобретения и публикации в 1962-1971 гг. авторов СССР и ГДР (А.И.Полтева, Г.Д.Маркуша и др.) тогда представляют собой первую известную нам теоретическую и практическую разработку темы МДУ в элегазе, к сожалению, не получившую воплощения в реально выпускаемых промышленностью аппаратах. Регулярное патентование изобретений по МДУ началось в 70-х, а публикации — в начале 80-х годов (рис.1). В 1974 г. появилось, по имеющимся данным, первое сообщение о разработке и начале промышленного выпуска ЭВ с МДУ серии Fluoras японской фирмы "Ясукава" на напряжения 3,6-7,2 кВ, номинальные токи 600-3000 А, токи отключения до 40 кА при 3,6 и 31,5 кА при 7,2 кВ. В настоящее время с использованием магнитного воздействия на дугу в ДУ выпускается, как минимум, 20 серий ЭВ СН, из них 10 серий силовых выключателей, 2 серии реклозеров, по 4 серии выключателей нагрузки и контакторов и 6 серий ЭВ по лицензии. Достигнутые предельные характеристики (имеются в виду только ЭВ, в которых МДУ — основной способ гашения): по номинальному напряжению — 38 кВ, по номинальному току — 4000 А, (серия Runarc FR японской фирмы "Ниссин"), по номинальному току отключения — до 50 кА при 3,6 кВ, 40 кА при 7,2 кВ, 25 кА при 12-36 кВ. Ведущими фирмами в разработке и (или) производстве ЭВ с использованием МДУ являются "South Wales", "NEI Reyrolle", "Brush" (Великобритания), "Merlin Gerin" (Франция), "Ясукава", "Ниссин", "Мицубиси" (Япония), "BBC" (теперь "ABB", Швейцария).

Учитывая разнообразие известных МДУ, проведем их анализ по нескольким аспектам: по способу повышения давления элегаза, по характеру магнитодвижущих средств (МДС) и по конструктивным решениям собственно МДУ.

По способу повышения давления газа можно выделить несколько основных групп ДУ:

"чистое" МДУ — давление создается в закрытой полости только самой дугой, на движение которой (вращение, вытягивание) воздействуют силы магнитного поля;

МДУ+АДУ — дополнительно к описанному имеется выход (канал, сопло) из закрытой полости, открываемой по ходу на отключение, в результате чего вслед за подъемом давления в полости образуется поток газа из нее, способствующий гашению дуги;

МДУ+ПДУ — дополнительно к МДУ одновременно или последовательно с ним действует достаточно мощное ПДУ, также вызывающее повышение давления газа и гашения дуги.

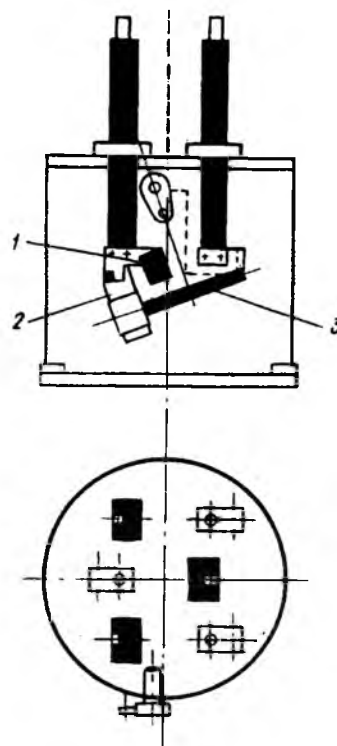


Рис. 2. Схема ЭВ на 12 кВ серии Hawkagas фирмы "South Wales Switchgear", Великобритания: 1 — неподвижный главный контакт; 2 — катушка и неподвижный дугогасительный контакт; 3 — подвижный контакт

"Чистое" МДУ содержит половина конструкций известных выпускаемых изделий: все известные элегазовые контакторы и реклозеры, а также силовые ЭВ серий: Falcon (фирмы "Brush", ток отключения 20,9 кА при 12 кВ), Hawkgas (фирмы "South Wales", ток отключения 25 кА при 12-36 кВ, рис.2), Fluarc FG-1 (фирмы "Merlin Gerin", ток отключе

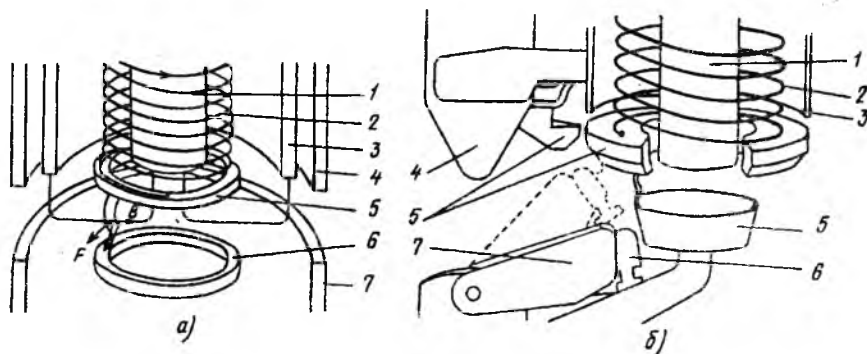


Рис. 3. Схемы МДУ ЭВ фирмы "Merlin Gerin", Франция:

*a* — контактор серии Rollac;

*б* — выключатель серии Fluac FG=1;

1 — ферромагнитный сердечник; 2 — дугогасительная катушка; 3 — магнитопровод; 4 — неподвижный главный контакт; 5 — неподвижный дугогасительный контакт; 6 — подвижный дугогасительный контакт; 7 — подвижный главный контакт

ния 29 кА при 7,2 кВ и 20 кА при 13,8 кВ, рис.3), — и, возможно, ЭВ нагрузки до 24 кВ японский фирмы "Такамацу" (судя по изобретениям, — подробности конструкции ее реальных ЭВ нагрузки нам не известны). Исследованиями по МДУ занимаются не только ведущие фирмы Великобритании, Франции, Японии, но и ученые Китая, Бельгии, Венгрии, Чехословакии, Польши. Высокий уровень техники исследований: скоростная фотокиносъемка, спектроскопия и спектрография, интерферометрия, — позволяют детально изучить процесс дугогашения. Изучалось влияние на скорость дуги различных факторов: тока отключения, давления, магнитной индукции, полярности напряжения, материала и формы контактов. Были выведены эмпирические формулы скорости дуги в МДУ, подтверждена возможность моделирования дуговых процессов в концентрично расположенных контактах. Скорость дуги в опытах была от 12 до 400 м/с, наиболее употребимые значения — в зоне 100-200 м/с. Изучалась природа явления повторного пробоя (зажигания) при вращении дуги и его влияния на процесс дугогашения.

Особое внимание в МДУ уделяется изучению процессов в области нуля тока, когда резко слабеет воздействие катушки. Для усиления поля в этот момент обычно применяется так называемый сдвиг по фазе магнитной индукции относительно фазы тока с помощью использования короткозамкнутых витков (колец, цилиндров) в поле катушки, в которых индуцированный ток создает дополнительное магнитное поле с упомянутым сдвигом, так что суммарное поле, воздействующее на дугу, при нуле тока не равно нулю. Анализ картины поля при таком сдвиге и поискам оптимальных решений по исполнению короткозамкнутых колец посвящен ряд исследовательских работ и изобретений. Для этой же цели могут применяться и постоянные магниты.

Исследование структуры магнитного поля — также одна из важных тем при разработке МДУ. Например, автором фирмы "Ясукава" установлена характерная для МДУ зависимость тока отключения от коэффициента плотности магнитного потока, по которой при определенном, оптимальном для данной конструкции коэффициенте плотности ток отключения существенно возрастает. Разрабатываются методики моделирования магнитных полей в МДУ.

Практикой и исследованиями установлено, что ЭВ и контакторы с МДУ обеспечивают очень "мягкое" отключение малых индуктивных и емкостных токов (без повторных пробоев и существенных перенапряжений, с малыми токами среза) и включение с минимальной дугой предварительного пробоя и сглаживанием перенапряжений, поэтому они очень подходят для коммутации двигателей и холостых трансформаторов. Предел коммутационных возможностей МДУ признается ограниченным, но на сегодня он достаточно высок — 25 кА при 12 и 36 кВ (фирма "South Wales").

Комбинация МДУ+АДУ применена практически во всей второй половине известных разработанных изделий с использованием МДУ. Это силовые ЭВ СН серий: НВ (12-36 кВ, номинальные токи до 2500 А, токи отключения до 40 кА при 12 кВ и 25 кА при 24 и 36 кВ) и НЕ (генераторные на 24 кВ, 16 000 А, ток отключения до 120 кА) фирмы "ВВС"; на 12 кВ, 630-1250 А, 25 кА, фирмы "NEI Reyrolle", серии Runagc фирмы "Ниссин" и Fluoras фирмы "Ясукава", КРУЭ серии RM6 фирмы "Merlin Gerin", некоторые ЭВ нагрузки. ДУ этого вида достаточно подробно описаны в [1]. Поэтому здесь мы ограничимся только некоторыми общими характеристиками.

Подавляющее число изобретений и публикаций по МДУ+АДУ относятся к области СН (до 36 кВ). Только у французских фирм "Alsthom" и "Merlin Gerin" имеются изобретения, свидетельствующие о проработке этой темы: у "Alsthom" — для колонкового ЭВ ВН, у "Merlin Gerin" — для КРУЭ с выключателями нагрузки на напряжение выше 70 кВ. О фактическом применении этих решений пока неизвестно.

Для большинства фирм, использующих МДУ+АДУ в конструкциях ЭВ, типичное исполнение этого ДУ — находящаяся в полости генерации давления АДУ катушка с кольцевым дугогасительным контактом на торце, на которой при движении на отключение соосного с катушкой подвижного контакта перебрасывается дуга с неподвижного контакта и вращается до ее гашения. Как правило, главным средством генерации давления является АДУ, а МДУ в основном служит для уменьшения обгорания контактов. У фирм "ВВС" и "NET Reyrolle" имеется дополнительное небольшое ПДУ для гашения малых токов. По патентным материалам известна проработка технических решений МДУ+АДУ с двумя последовательными дугами, первая из которых обычно является генерирующей и вращается с помощью МДУ, но эти решения практически не нашли воплощения в реальных разработках фирм, очевидно, из-за усложнения конструкции.

Применение постоянных магнитов в МДУ+АДУ запатентовано и, очевидно, реализовано двумя фирмами. Фирма "Merlin Gerin" применяет их (во всяком случае, предлагает как вариант) в КРУЭ серии RM6 и в изобретениях по КРУЭ на 70 кВ и выше, считая это решение простым. Фирма "Мицубиси", еще в 1977 г. заявившая изобретения по комбинации АДУ с МДУ в виде постоянного магнита или катушки, окружающих сопло с неподвижным контактом, спустя 9 лет, в 1986 г., вернулась к этой идее, но уже с расположением неподвижного контакта внутри генерирующего объема. Прорабо-

тав различные варианты постоянного магнита, в результате расчетов и исследований, фирма к 1990 г. получила эффективное решение (рис.4) для ЭВ на 24 кВ, 630-2000 А, 25 кА, в котором энергия привода снижена по сравнению с ПДУ на 50%.

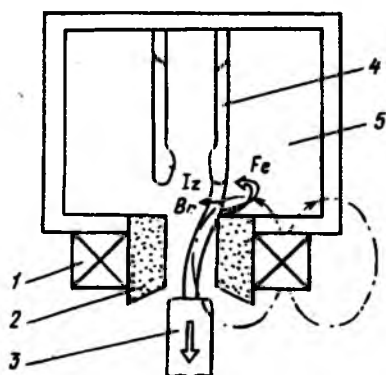


Рис. 4. Схема МДУ+АДУ ЭВ на 24 кВ фирмы "Мицубиси", Япония: 1 — постоянный магнит; 2 — изоляционное сопло; 3 — подвижный контакт; 4 — неподвижный контакт; 5 — камера АДУ

Хотя отдельно по каждому виду ДУ-МДУ или АДУ — существует уже довольно большая библиография теоретических и экспериментальных исследований, по МДУ+АДУ таких работ сравнительно немного. Очевидно, совместное воздействие на дугу магнитного поля и газодинамики — достаточно сложный процесс, трудно поддающийся математическому описанию и требующий для оптимизации значительного объема экспериментов. Тем более заслуживают внимания полученные в ЭВ с применением МДУ+АДУ высокие результаты: номинальные напряжения — до 72 кВ, номинальные токи — до 4000 А, токи отключения — до 50 кА при 3,6 кВ, 40 кА, при 12 кВ, 25 кА при 24 и 36 кВ (токовые характеристики приведены без учета генераторных ЭВ серии HE фирмы "ВВС"). Можно предположить, что ЭВ с МДУ+АДУ и в дальнейшем будут достаточно широко использоваться в основном как силовые выключатели СН средней мощности, экономичные благодаря малой энергии привода, создающие благоприятные условия для мягкой коммутации малых емкостных и индуктивных токов.

Комбинация МДУ+ПДУ достаточно внимательно прорабатывалась создателями ЭВ, если судить по количеству изобретений. При этом возможна разная степень влияния МДУ и ПДУ на процесс генерации высокого давления и на гашение дуги. Группа изобретений (большинство из них относятся к ЭВ ВН) содержит такие решения, где ПДУ является основным средством создания давления и гашения, а МДУ — вспомогательным, способствующим этому процессу. Это либо разрезные контакты, либо контакты кольцевой или витковой формы, либо иная форма токового контура, действующая на движение дуги. Выгодное для улучшения гашения или уменьшения обгорания контактов смещение дуги может создаваться и ферромагнитными вставками в контактах или вблизи них. В других случаях, наоборот, основным средством гашения является МДУ, а ПДУ, сравнительно ма-

ломощное, используется либо для гашения малых токов, либо для улучшения переброса дуги на дугогасительные контакты или уменьшения их обгорания. В третьей группе изобретений действие ПДУ и МДУ представляется равносильным. Одно из ранних изобретений авторов из ГДР на эту тему — даже содержит сведения о высокой коммутационной способности такого ДУ (25 кА при 110 кВ), но в известных ЭВ типа G3AF1 фирмы "VEB Transf. K.Liebkecht" (ГДР) катушек МДУ в зоне неподвижного контакта нет. Фирма "GECO", США, в изобретении 1982 г. гарантирует с помощью использования МДУ+ПДУ повышение номинальных напряжений ЭВ с 3,6-7,2 кВ до 40-50 кВ и токов отключения — до 30-40 кА при 40-50 кВ, но изделия фирмы на эти параметры нам неизвестны. По нескольким изобретениям на эту тему имеют некоторые другие фирмы. Можно заметить определенную усложненность описанных конструкций: наличие двух и более дутьевых катушек, громоздкие подвижные части, содержащие много деталей и т.п. Очевидно, поэтому мы не нашли подтверждения использованию этих изобретений на практике. По материалам научно-технической информации ПДУ в дополнение к МДУ обнаружены только в ЭВ нагрузки до 25 кВ фирмы "Ясукава". Поэтому, учитывая почти полное отсутствие информации об исследованиях и изделиях в области МДУ+ПДУ, а также явное замедление патентования изобретений по этому направлению, можно считать его бесперспективным, прежде всего в силу сложности конструктивных решений и увеличения энергии привода (если ПДУ делается достаточно мощным). В области ВН, где ПДУ часто является основным средством дугогашения, использование простых средств МДУ (косые прорезы на контактах, ферромагнитные вставки и т.п.) возможно и целесообразно, но в известных нам описаниях зарубежных конструкций ЭВ такие подробности не приводятся.

Основными МДС в МДУ ЭВ можно считать катушки (обтекаемые током отключения и создающие магнитное поле в зоне дуги), постоянные магниты (поле которых также действует в зоне дуги) и специальные формы токового контура (создающие ЭДУ, действующую на дугу). Кроме того, существуют вспомогательные средства усиления или перераспределения магнитного поля: ферромагнитные детали и короткозамкнутые кольца. Возможность сочетать все перечисленные средства создает большое разнообразие технических решений МДУ.

Катушки — наиболее массовый вид МДС, применяемых в МДУ: они применены, за исключением одного, во всех известных изделиях ЭВ с МДУ. Оптимизация параметров катушек — предмет ряда исследований и разработок. Так, изучалось влияние числа витков на время горения дуги, на характер нарастания электрической прочности после перехода тока через нуль, на скорость дуги. Д.И.Полтевым была разработана методика определения минимального числа витков, необходимого для приведения дуги в движение (по экспериментальному определению минимальной напряженности). Однако широкий разброс этого параметра (по немногим имеющимся данным) — от 8 до 100 витков — дает основания считать, что оптимизация числа витков, определяемая рядом факторов, вряд ли может быть сведена к общим цифрам, она конкретна для каждого отдельного вида МДУ.

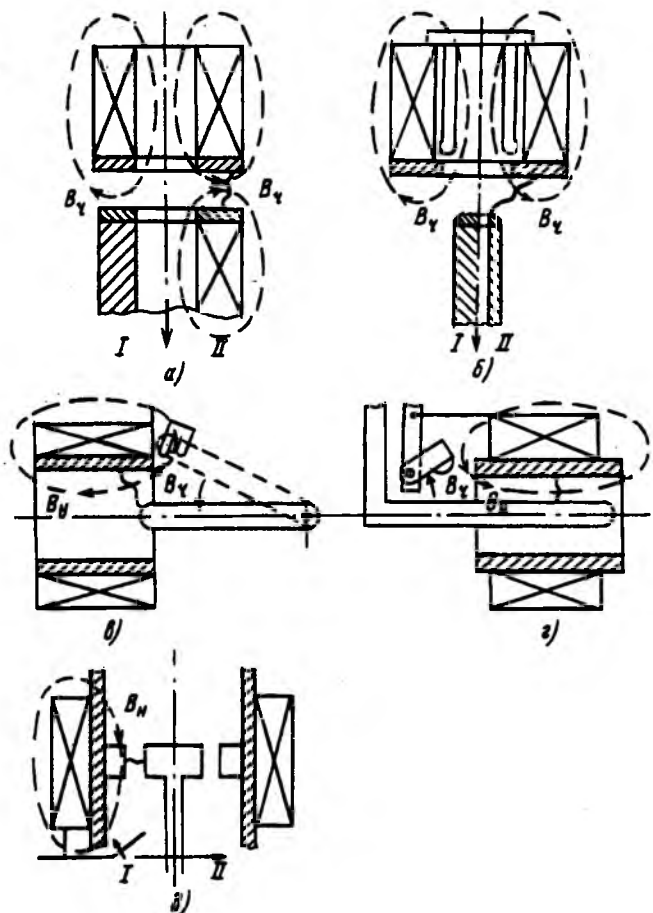


Рис. 5. Схемы типичных контактных систем в МДУ:  
 а — кольцо-кольцо (варианты: I — с одной катушкой, II — с двумя катушками);  
 б — кольцо-стержень (варианты: I — стержень сплошной, II — стержень полый);  
 в — цилиндр-стержень;  
 г — цилиндр-стержень концентрично;  
 д — кольцо-кольцо концентрично (варианты: I — с подвижным главным контактом, II — с подвижным дугогасительным контактом)

Наиболее характерные виды МДУ по взаимодействию катушек и контактов ЭВ (рис.5):

МДУ с движением контактов и дуги в зоне радиальной составляющей индукции, т.е. у торца катушки (чаще — с поступательным удалением подвижного контакта от нее; назовем его условно "МДУ с радиальным полем", рис.5,а,б);

МДУ с движением контактов и дуги в зоне аксиальной составляющей индукции катушки, как правило, внутри ее (назовем его "МДУ с аксиальным полем", рис.5,г,д);

МДУ с движением контактов и дуги извне внутрь катушки, при котором дуга подвергается воздействию сначала радиальной, а затем аксиальной составляющей индукции ("МДУ с комбинированным полем", рис.5,в). На рис.5: первыми в парах указаны неподвижные дугогасительные контакты, соединенные с катушками;  $B_r$  и  $B_h$  — соответственно радиальная и аксиальная составляющие магнитной индукции, воздействующие на дугу; стрелкой обозначено направление движения контактов при отключении.

Наибольшее количество изобретений и научной информации — по катушкам с радиальным полем. Этот тип МДУ имеется в публикациях об исследованиях и в изделиях фирм "Merlin Gerin", "BBC", ряда японских фирм, в том числе в контакторах и в силовых ЭВ. МДУ с аксиальным полем довольно широко патентуется английскими и японскими фирмами, имеются изобретения на эту тему у фирм ФРГ, у "BBC", "Alsthom" и др. Исследования воздействия аксиального поля проводились специалистами СССР, Китая, ВНР, фирмой "Ясукава". МДУ с комбинированным полем предпочитают фирмы "Brush" (серия реклозеров PMR), "South Wales" (серия ЭВ Hawkgas и FLP), "Ясукава" (ЭВ серии Fluoras). Можно заметить, что радиальное поле используется, как правило, в ДУ типа МДУ+АДУ, а аксиальное и комбинированное — в "чистых" МДУ. Отдать предпочтение в перспективе какому-либо одному из этих видов взаимодействия вряд ли возможно: они получили равноправное развитие в современных разработках МДУ, достигнутые коммутационные характеристики при средних напряжениях равны (25 кА при 36 кВ, без учета генераторных ЭВ серии HE, где превалирует все же автогенерация).

Конструктивное исполнение катушек с разными составляющими воздействующих на дугу полей отличается соответственно их геометрией: при работе в аксиальном и комбинированном полях катушка более удлинена, в радиальном — укорочена и расширена, что позволяет получить максимальную индукцию в зоне дуги. По патентным материалам имеется довольно много изобретений по использованию двух и более катушек, в подавляющем большинстве — для случаев с радиальным полем. Они, как правило, расположены над противоположными размыкающимися контактами и включены встречно (рис.5,а, вар. II), тем самым создается сильное равномерное поле радиальной составляющей индукции для вращения дуги. Однако в реальных ЭВ нет ни одного случая применения двух катушек. Очевидно, такое решение неоправданно усложняет и удорожает конструкцию ЭВ.

Как уже упоминалось, для усиления поля в нуль тока в дополнение к катушкам используются короткозамкнутые кольца. Для катушки с аксиальным полем таким кольцом обычно является неподвижный цилиндрический контакт, на который она намотана, либо кольцевой выступ на этом контакте. Для катушек с радиальным полем наиболее характерно расположение короткозамкнутых колец на их торце, где обычно эту роль выполняют дугогасительные контакты, но в патентных материалах встречаются и специальные короткозамкнутые кольца.

Другой известный способ усиления магнитного поля катушек и создания фазового сдвига индукции относительно тока — применение ферромагнитных деталей. Это могут быть детали наружного магнитопровода, либо сердечники, либо и то, и другое. Ферромагнитные детали, причем в сочетании с короткозамкнутыми кольцами, использованы, например, в контакторах Rollarc и ЭВ Fluarc FG-1 фирмы "Merlin Gerin" (рис.3), в ЭВ фирмы "Ниссин". Имеется ряд изобретений с оригинальными решениями по конструкции магнитопровода. Однако использование ферромагнитных деталей отмечается намного реже, чем короткозамкнутых колец. В большинстве НИР расчеты и исследования индукции и фазового сдвига, взаимосвя-

симости между этими параметрами и токами отключения проводятся для катушек без магнитопроводов. Фактические опытные данные по значению индукции катушек колеблются от 0,1 до 2,2 Т — такой разброс, очевидно, свидетельствует о значении и ряда других факторов для процесса гашения.

Основные преимущества применения постоянных магнитов (ПМ) в МДУ — простота конструкции и независимость действия от фазы тока отключения. Уже в 1957 г. фирма "Westinghouse" патентовала применение ПВ и ЭВ. Достаточно подробно эта тема прорабатывалась советскими авторами, фирмами "Merlin Gerin", "Такомацу" и др. Однако единственное четкое документальное подтверждение применения ПМ в МДУ ЭВ — уже упомянутая последняя разработка фирмы "Мицубиси" (рис.4). Конечно, главным средством гашения в этом выключателе является автогенерация, но, как заявляет сама фирма, именно тщательная проработка нескольких вариантов постоянных магнитов позволила оптимизировать конструкцию и добиться с помощью их гашения малых токов вплоть до 7 кА. По изобретению фирмы магнит выполняется из изоляционного магнитного материала на основе редкоземельных металлов. В таком магните не образуются вихревые токи, что исключает его перегрев и деструкцию. Судя по наличию изобретений, возможно использование постоянных магнитов в некоторых контакторах и ЭВ других фирм (в частности, в упомянутом КРУЭ RM6 фирмы "Merlin Gerin"), но подробной информации об этих изделиях нет. Любопытно отметить, что почти 2/3 изобретений на использование в МДУ постоянных магнитов заявлены в 80-х годах. Это позволяет думать о еще не выявленных возможностях постоянных магнитов для МДУ.

Использование формы токового контура в качестве МДС известно нам в основном из изобретений. В большинстве случаев воздействие на дугу с помощью токового контура осуществляется в сочетаниях МДУ с АДУ или ПДУ, и, как правило, его действие вспомогательно. Наиболее характерные формы токового контура, применяемые для воздействия на дугу в ЭВ, — это конфигурация дугогасительных контактов (косые разрезы, кольцевая или спиральная форма), либо выполнение токопроводов к ним (в виде двух-трех витков или косыми, С-образными). Сведений о реализации изобретений на эту тему нет, за исключением известной С-образной формы контура, использованной в некоторых ЭВ с поворотными контактами английских и французских фирм для "выдувания" дуги (рис.2, 3,б).

Конструктивные решения применяемых в ЭВ МДУ весьма разнообразны. На рис.5 приведены схемы типичных контактных систем МДУ. Наиболее часто патентуются и используются в ЭВ кольцевые дугогасительные контакты, торцевые (рис.5,а), либо стационарные, шунтируемые главными контактами (рис.3,б). Часто встречается и такое решение: подвижный контакт, выполненный в виде относительно толстой трубы, во включенном положении смыкается с неподвижным розеточным контактом, а при отключении дуга перебрасывается на кольцевой контакт (рис.5,б).

Подвижный контакт может быть и трубкой небольшого диаметра (рис.5,б вар.1), и стержневым (рис.5,б вар.2). Неподвижные дугогасительные контакты в такой схеме обычно являются одновременно короткозамкнутыми кольцами, и поэтому важна их толщина. Схема по рис.5,в с поворотным движением подвижного дугогасительного контакта внутрь и к центру катушки, как уже упоминалось, применяется в изделиях английских фирм. Многообразны варианты концентрических контактных систем (рис.5,з,д), где дугогасительные контакты располагаются концентрично и подвержены сразу после размыкания действию аксиальной составляющей магнитного поля. Наиболее часто употребляемый вариант — стержень внутри цилиндра (рис.5,з), на который обычно намотана катушка. При этом центральный стержень может быть подвижен и размыкаться с неподвижным цилиндром, по радиусу или поступательно, а может быть неподвижен и подключаться последовательно с катушкой после размыкания главных контактов. Дугогасительные контакты могут быть и кольцевыми (рис.5,д).

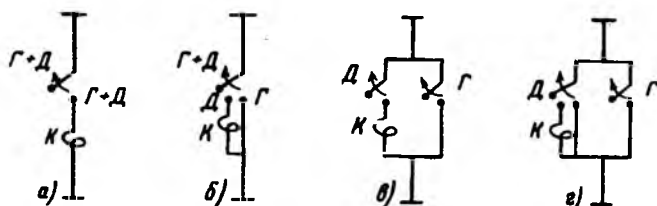


Рис. 6. Схемы токового контура, применяемые в МДУ (Г — главный контур, Д — дугогасительный контакт, К — катушка): а — одинарный; б — одинарный, с перебросом дуги на дополнительный дугогасительный контакт; в — двойной; з — двойной, с перебросом дуги на дополнительный дугогасительный контакт

Анализируя изобретения и информацию об изделиях с МДУ в части применяемого токового контура (рис.6), можно заметить, что относительно немного изделий и изобретений содержат двойной токовый контур (рис.6,в,г). Это контакторы фирм "Merlin Gerin" и "Alsthom" (двойной контур требуется, очевидно, для обеспечения высокого коммутационного ресурса), генераторные ЭВ серии HE фирмы "BBC" (двойной контур необходим для обеспечения высокой токовой нагрузки) и ЭВ серии FGI фирмы "Merlin Gerin" (рис.6,з и 3,б). В последних токовый контур выполнен компактным, с минимумом подвижных частей (дуга гасится между неподвижными контактами). Большинство же изобретений и изделий содержат одноконтурную схему, но по простейшей схеме (рис.6,а) достаточно редко, так как катушка в этом случае постоянно обтекается током. Это, в основном, ЭВ нагрузки или ЭВ с применением в качестве МДС постоянных магнитов (рис.4). Наибольшее количество изобретений (1/2) и изделий (2/3) содержат токовый контур по схеме рис.6,б: с одним подвижным контактом, замкнутым во включенном положении на главный неподвижный контакт и перемыкающимся (чаще всего — перебросом дуги) при отключении на дугогасительный контакт, в цепь которого включена катушка. Переключение, как правило,

осуществляется без применения каких-то специальных средств, перебросом дуги с неподвижного главного на близлежащий по ходу на отключение неподвижный дугогасительный контакт, кольцевой либо трубчатый. По изобретениям имеются решения на тему ступенчатого подключения катушки, обеспечивающего "мягкость" работы, но они усложняют конструкцию ДУ.

Область использования МДУ и их комбинаций с другими видами ДУ в ЭВ в 80-е годы существенно расширилась. При этом следует, очевидно, разграничить "чистые" МДУ и МДУ в комбинациях. "Чистые" МДУ широко применяются в контакторах и реклозерах, т.е. в ЭВ на относительно небольшие токи отключения и частые коммутации. Имеются и довольно мощные силовые ЭВ с МДУ — серия Hawkgas фирмы "South Wales" (до 25 кА при 36 кВ) и Fluarc FG=1 фирмы "Merlin Gerin" (до 29 кА при 7,2 кВ и 20 кА при 13,8 кВ). Однако расширение области использования по токам отключения происходит в основном в ЭВ с АДУ+МДУ (серии НВ, НЕ фирмы "ВВС", Fluoras фирмы "Ясукава"), где рост токовых параметров ЭВ происходит в основном за счет АДУ, МДУ же в этих выключателях позволяет уменьшить износ контактов и, соответственно, улучшить ресурсные характеристики.

Область рабочих напряжений ЭВ с "чистым" МДУ также пока достаточно ограничена: до 36 кВ. Сведения об использовании МДУ как основного (или одного из основных) средства гашения в ЭВ ВН известны только из изобретений. Применение МДУ в выключателях ВН технически неоправданно, но в ЭВ нагрузки КРУЭ ВН они, судя по изобретениям фирм "Merlin Gerin" и "Тосиба", могут быть использованы. В области ЭВ нагрузки СН также явно имеет место тенденция применения МДУ вместо ПДУ.

"Мягкое" гашение с помощью МДУ малых индуктивных и емкостных токов позволяет считать, что элегазовые контакторы и даже силовые ЭВ с МДУ вполне могут конкурировать с вакуумными выключателями при коммутации двигателей и трансформаторов. Ресурсные характеристики ЭВ с МДУ (+АДУ) достаточно высоки: до 20 000 операций по номинальному току — для силовых ЭВ, до 250 000 операций для контакторов, что позволяет их использовать в установках с частыми операциями.

По роду установки ЭВ с МДУ могут быть применены и для внутренней, и для наружной (реклозеры, баковые ЭВ серии Hawkgas) установки. Герметичность и взрывобезопасность позволяют использовать их и в подземных установках.

## Выводы

Благодаря простоте и надежности конструкций, "мягкости" гашения, существенному снижению энергии привода, применение МДУ отдельно и в сочетании с АДУ в ЭВ расширяется, хотя и имеет определенные ограничения в части рабочих напряжений и предельных токов отключения.

## Список литературы

1. Мятковская Л.Н. Автогенерирующие дугогасительные устройства элегазовых выключателей // Электротехника, 1990, № 9.

## РАСЧЕТ МАГНИТНОГО ПОЛЯ РАССЕЙНИЯ ТОРОИДАЛЬНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

А.А.ДАНИЛЬЧУК, канд. техн. наук

ВЭИ им.В.И.Ленина

Тороидальные трансформаторы широко применяются в источниках питания повышенной частоты для лазерных, озонаторных, рентгеновских и других установок технологического назначения [1].

Пример типичной конструкции высоковольтного тороидального трансформатора схематически показан на рис. 1. На рисунке выделены те элементы конструкции, которые оказывают определяющее влияние на магнитное поле рассеяния. Тороидальный магнитопровод прямоугольного сечения 1 наматывается лентой из электротехнической стали толщиной 0,08-0,15 мм или аморфного сплава толщиной порядка 0,025 мм. На торцах магнитопровода установлены кольца 2 из проводящего материала для экранировки и задания радиуса изгиба проводов на углах магнитопровода, а также внутреннее 3 и наружное 4 кольца для придания магнитопроводу жесткости, необходимой при термомагнитной обработке и намотке обмотки. Для снижения массы и габаритов трансформатора обмотка высшего напряжения 5, как правило, многослойная, наматывается первой и соединяется с магнитопроводом одной точкой. Межслоевая изоляция может быть постоянной или переменной по окружности тороида толщины ("клифовая изоляция") [1]. В первом случае все витки слоя на внутренней и наружной сторонах тороида располагаются на поверхностях круговых цилиндров, во втором — криволинейных эвольвентных цилиндров. Обмотка низшего напряжения (НН) 6 наматывается на главную изоляцию 7 из ленты электроизоляционного материала. Обычно витки этой обмотки на наружной стороне тороида располагаются относительно редко. Активная часть трансформатора при помощи электроизоляционной конструкции, например, фигурных колец, пластин и шпильки крепится в цилиндрическом корпусе 8 из стали или алюминия и заполняется электроизоляционной жидкостью или газом.

При распределении МДС (ампер-витков) каждого слоя обмоток равномерно по всей окружности тороида расчет азимутальной составляющей магнитной индукции не представляет трудностей [2,3], а радиальная и осевая составляющие отсутствуют, т.е. внешнего магнитного поля нет. Однако, в реальном трансформаторе высокого напряжения слои обмоток занимают различные доли окружности тороида, между витками обмотки НН на наружной



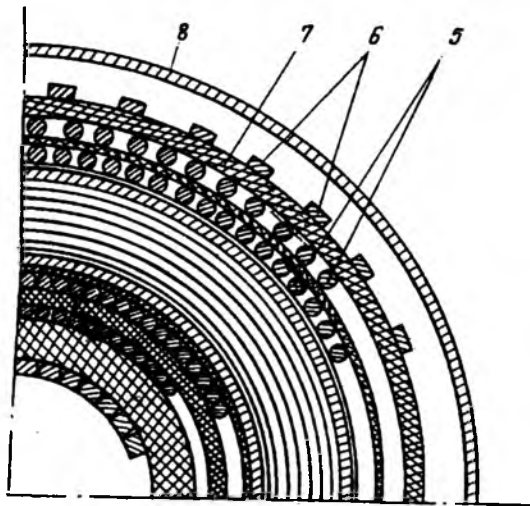
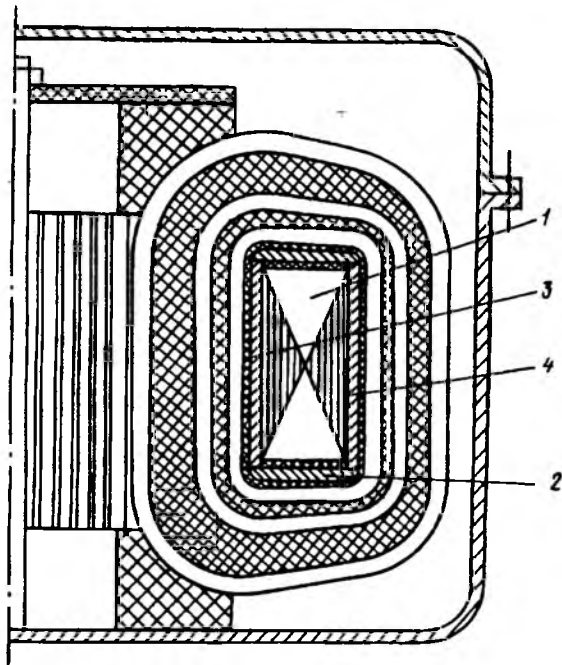


Рис. 1. Конструктивная схема тороидального трансформатора

поверхности тороида имеются значительные прожеутки. Эти неравномерности распределения МДС вызывают существенное внешнее магнитное поле, которое необходимо учитывать при расчете добавочных потерь в обмотке, баке (кожухе) и других элементах, а также при расчете индуктивности рассеяния и электродинамических сил. В [4] рассмотрено лишь влияние второго фактора (дискретности обмотки НН) на индуктивность рассеяния. Поэтому требуется решение более общей задачи.

**Расчетные схемы и основные допущения.** Магнитное поле тороидального трансформатора условно можно разделить на две основные части: среднюю и торцевую. В средней части толщина изоляции в радиальном сечении неизменна, а в торцевой — плавно изменяется при переходе от внутренней к наружной части тороида. Можно принять, что на внутреннем и наружном относительно протяженных прямых участках тороида

провода обмотки располагаются строго вдоль образующих и магнитное поле в этой части можно считать плоскопараллельным — полем в круглом и кольцевом тоннелях от токов, параллельных оси (рис.2). Круговая область ограничена внутренним радиусом  $R_0$  магнитопровода 1 (или проводящего кольца 3) — радиусом отверстия. Кольцевая область ограничена внутри ( $R_B$ ) наружным радиусом магнитопровода 1 (или кольца 4) и снаружи ( $R_H$ ) — внутренним радиусом бака 8. Считаем, что границы круговой и кольцевой областей имеют бесконечно большую магнитную проницаемость  $\mu = \infty$  либо электрическую проводимость  $\gamma = \infty$  в зависимости от соотношений размеров и "глубины проникновения" при рассматриваемой частоте [5]. Согласно [1] для оценки магнитного поля гораздо более сложной по форме торцевой части обмоток предлагается использовать результаты расчета поля в круговой и кольцевой областях по рис.2. Например, можно при расчете индуктивности и добавочных потерь в обмотке принять, что по половине длины торцевых частей витков обмотки относятся к круговой и кольцевой областям, а для расчета потерь в кольцах (кольца 2 на рис.1) предположить, что осевая магнитная индукция равна полусумме радиальных индукций в указанных областях в точках с координатами  $R_0$  и  $R_B$ .

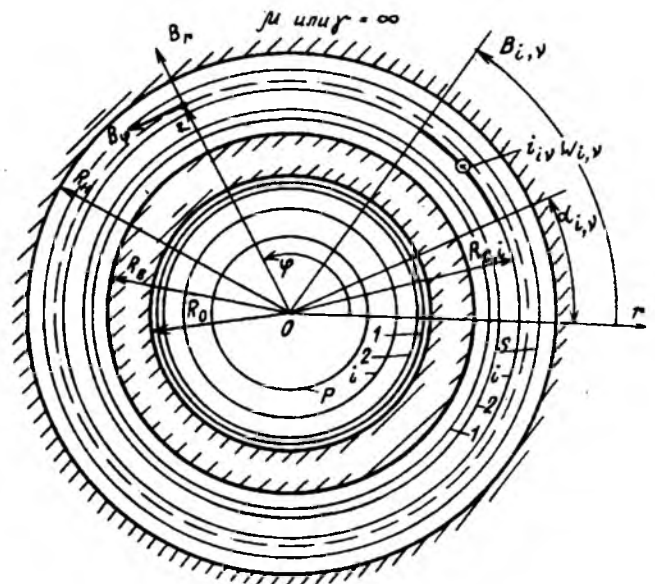


Рис. 2. Расчетная схема тороидального трансформатора

Цилиндрические координаты  $(r, j, z)$  разместим таким образом, чтобы ось  $z$  совпадала с осью тороида, а ось  $r$  заняла, в общем случае, произвольное положение. При наличии симметрии ее целесообразно поместить в плоскости симметрии. Отсчет углов производится от оси  $r$  против часовой стрелки. Внутри круговой и кольцевой областей располагается соответственно  $P$  и  $S$  коаксиальных бесконечно тонких токовых слоев. Отсчет номеров слоев в круговой и кольцевой областях производится от магнитопровода. Радиус слоя с номером  $i$  является расстоянием геометрического центра проводника

витка от оси тороида. В случае клиновой изоляции каждый реальный слой обмотки заменяется несколькими секторами коаксиальных тонких токовых слоев, имеющих разные радиусы ("лесенкой"). Таким образом, каждый токовый слой имеет переменную линейную плотность тока по углу  $j$ . В качестве базового элемента для расчетных формул выбираем зону слоя с номером  $v$ , имеющую полный ток (ампер-витки)  $i_{i,v}$ ,  $pw_{i,v}$ , начальный  $a_{i,v}$  и конечный  $b_{i,v}$  углы, в пределах которых линейную плотность тока этой (данной) зоны

$J_{3,i,v} = i_{i,v} w_{i,v} / ((\beta_{i,v} - \alpha_{i,v}) R_{c,i})$  считаем постоянной. При больших промежутках между витками зоной можно считать каждый отдельный виток обмотки. При большой магнитной проницаемости магнитопровода намагничивающий ток (ток XX) близок к нулю и сумма ампер-витков каждой из двух областей равняется нулю. Токами смещения и вихревыми токами в рассматриваемых областях пренебрегаем.

С целью упрощения записи при выводе расчетных формул одной зоны индексы  $i, v$  опускаем.

**Исходное уравнение и решение задачи.** В данном случае все токи направлены вдоль оси  $z$ , и, следовательно, векторный магнитный потенциал имеет только составляющую  $A_z$ . В обеих областях ( $r \leq R_0$  и  $R_b \leq r \leq R_n$ ), за исключением зон с током, эта составляющая описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \varphi^2} = 0. \quad (1)$$

Применяем метод разделения переменных, который позволяет получить решение в аналитическом виде и использовать ЭВМ с относительно небольшой памятью, а также рассчитывать некоторые интегральные параметры, обусловленные магнитным полем, даже без вычисления индукции самого поля в отдельных точках. С учетом периодичности  $2\pi$  по углу  $\varphi$  решение записывается в виде [6]:

$$A_z(r, \varphi) = E_0 + F_0 \ln r + \sum_{k=1}^{\infty} (E_k r^k + F_k r^{-k}) \times (C_k \cos k\varphi + D_k \sin k\varphi). \quad (2)$$

Решение не содержит функций Бесселя несмотря на цилиндрическую форму границ рассматриваемых областей благодаря тому, что все токи параллельны оси  $z$ .

Воспользовавшись соотношениями

$$B_r = -\frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \varphi}; \quad B_\varphi = \frac{\partial A_z}{\partial r}, \quad (3)$$

получим полные выражения для составляющих индукции магнитного поля

$$B_r = \sum_{k=1}^{\infty} k \left[ E_k r^{k-1} + F_k r^{-(k+1)} \right] \times [C_k \sin k\varphi - D_k \cos k\varphi]; \quad (4)$$

$$B_\varphi = F_0 \frac{1}{r} + \sum_{k=1}^{\infty} k \left[ E_k r^{k-1} - F_k r^{-(k+1)} \right] \times [C_k \cos k\varphi + D_k \sin k\varphi]. \quad (5)$$

Для определения постоянных интегрирования  $E_k, F_k, C_k$  и  $D_k$  линейную плотность тока  $J$  слоя, равную  $J_3$  в пределах зоны (дуги от  $\alpha$  до  $\beta$ ) и равную нулю в остальной части окружности, представим в виде ряда Фурье по тригонометрическим функциям

$$J(\varphi) = J_3 \left[ C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (C_k \cos k\varphi + d_k \sin k\varphi) \right], \quad (6)$$

где

$$\left. \begin{aligned} C_0 &= (\beta - \alpha) / (2\pi); \\ C_k &= (\sin k\beta - \sin k\alpha) / (k\pi); \\ d_k &= (-\cos k\beta + \cos k\alpha) / (k\pi). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Так называемые колебания Гиббса функции  $J(\varphi)$  вблизи точек  $\alpha$  и  $\beta$ , имеющиеся при конечном числе членов разложения по (6), существенно снижаются при умножении коэффициентов  $C_k$  и  $d_k$  на множители [7].

$$\sigma_k = \sin \frac{\pi k}{k_n} / \frac{\pi k}{k_n}, \quad (8)$$

где  $k_n$  — число членов разложения.

Используя граничные условия, а именно равенство нулю радиальной составляющей индукции магнитного поля на границах  $\gamma = \infty$  и азимутальной составляющей на границах  $\mu = \infty$ , закон полного тока для элемента  $d\varphi$  и условие непрерывности магнитного потока, получим следующие выражения магнитной индукции поля зоны:

Таблица I

Формулы для расчета коэффициентов  $G_k$

Выражения для точек	Составляющая (формула)	Область				
		Круговая		Кольцевая		
		Формула	Знак при границе		Формула	Знак
$\mu = \infty$	$\gamma = \infty$					
$r < R_c$	$B_r$ (9)	$\pm \left(\frac{R_c}{r}\right)^{2k}$	+	-	$\pm \frac{G_k}{h_k} \pm \frac{G_k}{h_k} \times$	-
	$B_\varphi$ (10)		+	-	$\times \left(\frac{R_c}{r}\right)^{2k}$	+
$r > R_c$	$B_r$ (11)	$\pm \left(\frac{r}{R_c}\right)^{2k}$	+	-	$\pm \frac{G_k}{h_k} \pm$	-
	$B_\varphi$ (12)		-	+	$\pm \frac{G_k}{h_k} \left(\frac{r}{R_c}\right)^{2k}$	+

а) для точек, расстояние до которых от оси меньше радиуса слоя, т.е.  $r < R_c$ ,

$$B_r = \frac{1}{2} \mu_0 J_3 \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{r}{R_c} \right)^{k-1} \times G_k (C_k \sin k\varphi - d_k \cos k\varphi); \quad (9)$$

$$B_\varphi = \frac{1}{2} \mu_0 J_3 \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{r}{R_c} \right) G_k (C_k \cos k\varphi + d_k \sin k\varphi); \quad (10)$$

б) для точек, расстояние до которых от оси больше радиуса слоя, т.е.  $r > R_c$

$$B_r = \frac{1}{2} \mu_0 J_3 \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{r}{R_c} \right)^{-(k+1)} G_k (C_k \sin k\varphi - d_k \cos k\varphi); \quad (11)$$

$$B_\varphi = -\mu_0 J_3 \frac{R_c}{r} C_0 + \frac{1}{2} \mu_0 J_3 \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{r}{R_c} \right)^{-(k+1)} \times G_k (C_k \cos k\varphi + d_k \sin k\varphi). \quad (12)$$

В полученных выражениях под знак сумм входят приведенные в табл. 1 коэффициенты  $G_k$ , зависящие от граничных условий.

В приведенные в табл. 1 формулы  $G_k$  для кольцевой области входят коэффициенты  $g_k$ ,  $f_k$  и  $h_k$ , зависящие от типа границ и соотношения радиусов границ и слоя (табл. 2).

Таблица 2

### Формулы для расчета коэффициентов кольцевой области

Формула	Типы границ		Знак в формуле
	внутренней	наружной	
$g_k = \text{th} \left( \frac{R_h}{R_c} \right)^{2k}$	любой	$\mu = \infty$	+
		$\gamma = \infty$	-
$f_k = \text{th} \left( \frac{R_c}{R_b} \right)^{2k}$	$\mu = \infty$	любой	+
	$\gamma = \infty$		-
$h_k = \text{th} \left( \frac{R_h}{R_b} \right)^{2k}$	различные		+
	одинаковые		-

Используя выражения магнитной индукции (9)-(12), можно получить аналитическое выражение для индуктивности через энергию магнитного поля

$$L = \frac{1}{i^2 \mu_0} \int (B_r^2 + B_\varphi^2) dV, \quad (13)$$

где  $V$  — объем области интегрирования.

**Пример расчета.** В качестве иллюстрации возможностей предложенного метода расчета рассмотрим магнитное поле рассеяния тороидального трансформатора в кольцевой области с размерами:  $R_b = 50$  мм,  $R_h = 80$  мм. В ней расположены две однослойные обмотки с токами  $\pm iw = 360$  А: внутренняя радиусом  $R_{c1} = 53$  мм с постоянной линейной плотностью тока  $J_{31,1} = iw / 2\pi R_{c1}$ , занимающая всю окружность, и наружная радиусом  $R_{c2} = 60$  мм, имеющая разрыв  $20^\circ$  ( $\alpha_{2,1} = 10^\circ$ ,  $\beta_{2,1} = 350^\circ$ ) с

$$J_{32,1} = -iw360^\circ / (2\pi R_{c2}(\beta_{2,1} - \alpha_{2,1})).$$

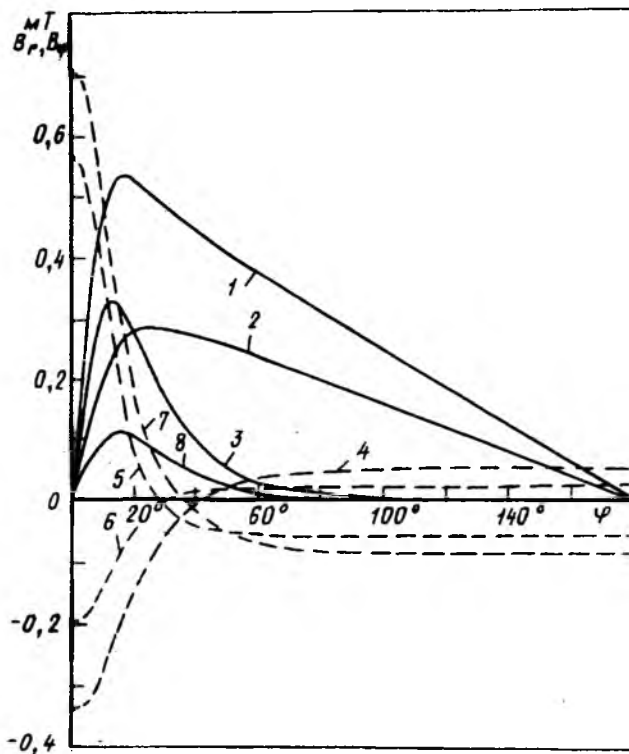


Рис. 3. Примеры распределения индукции магнитного поля рассеяния вдоль границ кольцевой полости:

— —  $B_r$ ; --- —  $B_\varphi$   
 1, 3, 5, 7 — внутренняя граница; 2, 4, 6, 8 — наружная граница;  
 1, 2 —  $\mu(R_b) = \infty$ ;  $\mu(R_h) = \infty$ ; 3, 4 —  $\mu(R_b) = \infty$ ;  $\gamma(R_h) = \infty$ ; 5, 6 —  $\gamma(R_b) = \infty$ ;  $\gamma(R_h) = \infty$ ; 7, 8 —  $\gamma(R_b) = \infty$ ;  $\mu(R_h) = \infty$

Примеры графиков зависимости магнитной индукции на поверхности границ от координаты  $\varphi$  при различных комбинациях граничных условий показаны на рис. 3, откуда видно, что при относительно небольшом разрыве в одной из обмоток характер распределения и размер магнитной индукции существенно отличаются в зависимости от граничных условий.

Полученные значения индукции магнитного поля являются исходными данными для расчета потерь в стенке бака, крайних наружных витках ленты магнитопровода или его конструктивных кольцах, добавочных потерь в обмотке, а также для расчета электродинамических сил, действующих на отдельные витки и отводы.

## Список литературы

1. Преобразовательные тороидальные трансформаторы повышенной частоты высокого напряжения с элегазовой изоляцией / А.Г. Арсон, И.Н. Дулькин, В.В. Карасев и др. // Импульсные высоковольтные системы электропитания. М.: Информэлектро. 1990. С.39-45.
2. Yen P.P., Cohen E. Leakage reactance of ring-type transformer with rectangular core section // IEEE Trans. Power Appar. and Syst. 1965. 84 № 8. P.684-691.
3. Лейтес Л.В. Тороидальные реакторы. М.: ВНИИЭМ, 1966.
4. Данильчук А.А., Лейтес Л.В. Влияние дискретности витков обмотки трансформатора на индуктивность рассеяния // Электротехника. 1984. № 9. С.32-35.
5. Лейтес Л.В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов. М.: Энергия, 1981.
6. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. М.: Энергия, 1970.
7. Ланцюг К. Практические методы прикладного анализа. М.: Гос. изд.-во физ.-мат. лит., 1961.

УДК [621.316.042::538.945].001.24

## РАСЧЕТ СВЕРХПРОВОДНИКОВОГО СОЛЕНОИДА ЗАДАННОЙ ЭНЕРГОЕМКОСТИ

Г.Л. БЕРЕЗИН, инж., И.А. КИРЬЕНИН, канд. техн. наук,  
Т.С. ПИРОГОВА, инж.

В магнитных системах, например, для индуктивных накопителей энергии, применяются катушки различной конфигурации (цилиндрические, эллиптические, тороидальные), включая все многообразие геометрий их сечений (прямоугольные, круговые, кольцевые,  $D$ -образные и т.д.). Цилиндрическая катушка прямоугольного сечения (соленоид) среди них наиболее технологична в изготовлении и выгодна по расходу проводникового материала [1]. По этой причине при отсутствии каких-либо специальных требований (ограничение по полям рассеяния и т.д.) соленоидальные системы предпочтительны.

Использование в магнитных системах сверхпроводимости накладывает дополнительные условия на их расчет, и поэтому ориентироваться на известные соотношения размеров соленоида по Хаку или Бруку, не учитывающих этого факта, было бы не корректным [2].

Вопросам расчета сверхпроводниковых соленоидов уделялось внимание во многих работах отечественных и зарубежных авторов. Отметим, на наш взгляд, лишь концептуальные двух последних десятилетий [1, 3-5]. Эти работы нами подобраны так, чтобы одновременно отразить основные задачи, которые обычно призваны решать магнитные системы соленоидального типа, как то: накопление необходимого количества энергии [1], создание заданного поля в геометрическом центре соленоида [3] или определенной точке пространства [4], достижение требуемой однородности поля в рабочем объеме [5]. Разработчик несомненно в первую очередь должен обеспечить достижение главной поставленной цели и уже на этой основе отыскать геометрию соленоида, оптимизируя ее по

одному из критериев — линейному размеру, объему обмотки, расходу проводника или другим (реже встречающимся) ограничениям.

Предлагаемая методика расчета ориентирована на соленоиды, для которых исходным определяющим параметром является запасенная энергия, а за критерий оптимизации принимается объем обмотки, что при постоянстве коэффициента заполнения сечения обмотки проводником обеспечивает и минимум расхода сверхпроводящего материала на единицу запасаемой энергии. Попытка постановки аналогичной задачи в [1] при переменном коэффициенте заполнения значительно осложнила ее решение. На основе уравнений [1], одинаковых по форме для катушек любой конфигурации, возможно их сравнение по объему сверхпроводника и габаритным размерам. Однако, по мнению самих авторов, использование [1] при оптимизации обмотки конкретной формы может оказаться малоэффективным.

Некоторые замечания к расчету сверхпроводникового соленоида. Исключительная особенность сверхпроводниковых магнитных систем, и в частности, соленоидов, состоит в том, что при их проектировании надлежит учитывать для каждого конкретного материала сверхпроводника свои критические значения электромагнитных нагрузок (значение максимального поля на проводнике  $B_{кр}$  и плотности тока в нем  $j_{кр}$ , являющиеся предельными для существования состояния сверхпроводимости. В этой связи следует обратить внимание на два обстоятельства.

Первое из них касается возможного характера взаимозависимости индуктивности  $B$  и плотности тока  $j$ , который в реальной конструкции катушки определяется не только материалом сверхпроводника, но и степенью стабилизации провода нормальным металлом. Это позволяет подразделить магнитные системы на две группы — частично и полностью стабилизированные. Для частично стабилизированных систем в расчетной практике применима зависимость  $j=f(B)$  в виде  $Bj=A=const$ , а для полностью стабилизированных систем — на рабочем участке зависимости  $j=f(B)$   $j=const$  до некоторого определенного значения  $B=B_{доп}$ , далее же с уменьшением  $j$  при необходимости возможно использование выражения  $Bj=A$ .

Второе обстоятельство связано с отысканием местоположения точки максимального поля на обмотке соленоида. Как следует из [4], точка максимума поля может находиться только на поверхности обмотки, и в зависимости от соотношений размеров соленоида существуют два варианта ее местоположения: цилиндрическая поверхность внутреннего радиуса обмотки и торец обмотки. При этом положение точки максимума поля на внутреннем радиусе сечения в средней плоскости является частным случаем (но охватывающим большую часть массива возможных геометрий соленоида) варианта, указанного первым. В статье используется общепринятый переход к максимальному полю, т.е. переход к полю в точке, лежащей на внутреннем радиусе сечения обмотки в ее средней плоскости, хотя принципиально не исключается возможность отыскания коэффициента максимального поля  $K_B$  с учетом [4].

Исходные уравнения для постановки оптимизационной задачи. В соленоиде связь размеров и электромагнитных нагрузок устанавливается на основе известных аналитических выражений для поля в центре  $B_0$  и запасенной энергии  $W$ . Дополним их уравнением для объема обмотки  $V$ , принимаемым в данном случае за критерий оптимизации, и приведем полученную систему уравнений к следующему виду:

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= \frac{B_{\max}}{\mu_0 j} K_a; \\ V &= 2\pi \left( \frac{B_{\max}}{\mu_0 j} \right)^3 K_v; \\ W &= \frac{B_{\max}^5}{2\pi \mu_0^4 j^3} K_w, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $a_2$  — наружный радиус обмотки;  $B_{\max}$  — поле на цилиндрической поверхности внутреннего радиуса обмотки в ее средней плоскости  $B_{\max} = K_B B_0$ ;  $j$  — плотность тока, средняя по сечению обмотки;  $\mu_0$  — магнитная проницаемость вакуума.

Входящие в систему уравнений (1) величины  $K_a$ ,  $K_v$  и  $K_w$  являются функциями только двух относительных параметров соленоида  $\alpha = a_2/a_1$  и  $\beta = l/2a_1$  ( $a_1$  — внутренний радиус обмотки;  $l$  — ее осевой размер):

$$\left. \begin{aligned} K_a &= \alpha / K_B \beta \ln \frac{\alpha + \sqrt{\beta^2 + \alpha^2}}{1 + \sqrt{\beta^2 + 1}}; \\ K_v &= K_a^3 (\alpha^2 - 1) \beta / \alpha^3; \\ K_w &= \Phi(\alpha, \beta) K_v^2 \alpha / (\alpha + 1) K_a. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

В зависимостях (2) коэффициент максимального поля  $K_B = B_{\max}/b_0 = f(\alpha, \beta)$  может быть рассчитан по формулам [6], а значение безразмерного коэффициента индуктивности  $\Phi(\alpha, \beta)$  — по [7].

Оптимизация соленоида по геометрическим факторам. Положив наряду с  $W$  заданными  $B_{\max}$  и  $j$ , т.е. зафиксировав рабочую точку на характеристике  $j=f(B)$ , проанализируем уравнения системы (1) по геометрическим факторам. Действительно, такой анализ становится возможным, поскольку при принятых исходных условиях  $a_2$ ,  $V$  и  $W$  прямопропорциональны своим безразмерным функциям  $K_a$ ,  $K_v$  и  $K_w$ , которые и выражают их зависимость от геометрических факторов через  $\alpha$  и  $\beta$ . На рис. 1, 2 показано поведение функций  $K_a$ ,  $K_v$  и  $K_w$  в пределах некоторого ограниченного массива значений  $\alpha$  и  $\beta$ . Из их графического представления видно (если наложить рис. 1 на рис. 2), что при постоянстве  $K_w$  можно установить зависимость  $K_v$  от  $K_a$ , имеющую минимум по  $K_v$ . На рис. 3 представлено семейство кривых  $K_v=f(K_a)$  для значений  $K_w$ , принятых на рис. 1 и 2. Аналитически установить минимум зависимостей  $K_v=f(K_a)$  при  $K_w=\text{const}$  затруднительно, графически же он выглядит достаточно "размытым". Поэтому имеет смысл указать некоторую область (на графике рис. 3 она заштрихована), в которой  $K_v$  изменяется для каждой из приведенных кривых  $K_v=f(K_a)$ , скажем, не более чем на 2%.

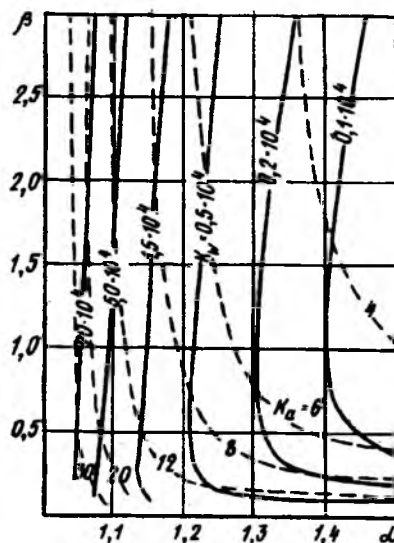


Рис. 1. Вид функций  $K_w$  и  $K_a$  на координатной плоскости  $\alpha, \beta$ .

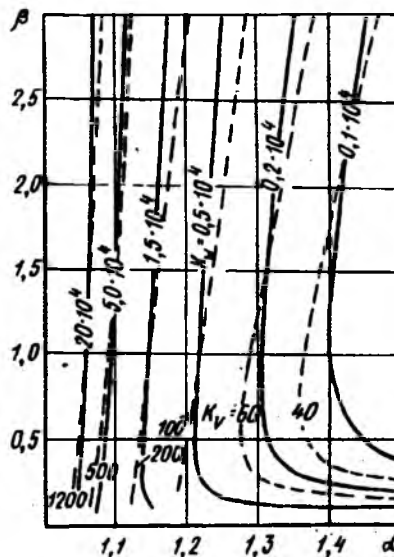


Рис. 2. Вид функций  $K_w$  и  $K_v$  на координатной плоскости  $\alpha, \beta$ .

В то же время, как видно из рис. 3,  $K_a$  возрастает в области минимальных значений  $K_v$  до 1,5 раза, что заметно отражается на геометрии соленоида. Последнее дает основание предположить, что в этой области более существенную роль, чем изменение расхода проводника, могут играть затраты, связанные с системами обеспечения функционирования сверхпроводникового соленоида. В частности, затраты на создание криостата, в который для обеспечения рабочего уровня температуры помещается сверхпроводниковый соленоид, пропорциональны площади его поверхности. В этой связи отметим, что окончательный выбор геометрии обмотки должен быть сделан с учетом проработок и других систем устройства.

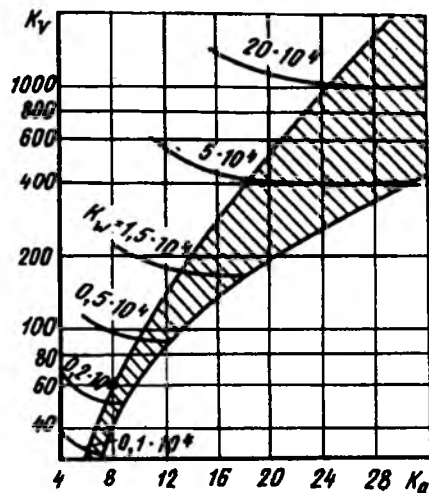


Рис.3. К минимизации объема обмотки соленоида по геометрическим факторам. Взаимозависимость функций  $K_a$ ,  $K_v$  и  $K_w$ .

$$K_a = \alpha / K_w \beta \ln \frac{\alpha \sqrt{\beta^2 + \alpha^2}}{1 + \sqrt{\beta^2 + \alpha^2}};$$

$$K_v = K_a^3 (\alpha^2 - 1) \beta / \alpha;$$

$$K_w = \frac{\Phi(\alpha, \beta) K_v^2 \alpha}{(\alpha + 1) K_a}$$

В табл.1 для некоторой достаточно произвольно выбранной в области минимальных значений  $K_v$  линии перехода от кривой  $K_v=f(K_a)$  с одним  $K_w$  к кривой с другим  $K_w$  даны значения функций  $K_a$ ,  $K_v$  и  $K_w$ , а также соответствующие им  $\alpha$  и  $\beta$ , но в более широком, чем на рис.3, диапазоне значений  $K_w$ . Из табл.1 видно, что с ростом  $K_w$  возрастают относительные габаритный радиус  $K_a$  и объем  $K_v$ . При этом относительная радиальная толщина обмотки  $(\alpha-1)$  и ее относительный осевой размер  $\beta$  убывают. Следует заметить, что выбор иной линии перехода при сохранении общей тенденции изменения  $\alpha$  и  $\beta$  может приводить, начиная с некоторого  $K_w$ , к возрастанию  $\beta$ , если линию перехода сместить в сторону меньших значений  $K_a$ . Данные табл.1, как и рис.3, позволяют соотнести конкретный рассчитываемый вариант соленоида с вариантом, оптимальным по геометрическим факторам при соответствующих величинах  $W$ ,  $B_{\max}$  и  $j$ .

Функции  $K_a$ ,  $K_v$  и  $K_w$ , будучи табулированными по переменным  $\alpha$  и  $\beta$ , дают возможность оперативного поиска размеров соленоида. Например, при задании ограничения по  $a_2$  или  $V$  (при известных  $W$ ,  $B_{\max}$  и  $j$ ) можно, определив по уравнениям системы (1) значения функций  $K_w$  и  $K_a$  или  $K_v$  и затем используя графические построения по типу рис.1,2 или непосредственно таблицы расчетных значений функций  $K_a$ ,  $K_v$  и  $K_w$ , можно найти безразмерные параметры  $\alpha$  и  $\beta$ , а по ним — недостающие размеры соленоида. При отыскании же размеров соленоида минимального объема обмотки

Значения безразмерных функций и параметров соленоида при минимизации объема обмотки по геометрическим факторам

$K_w$	$K_a$	$K_v$	$\alpha$	$\beta$
$1 \cdot 10^2$	3	7.9	2.6	0.9
2	3.76	11.9	2.2	0.62
3.15*	4.36	15.6	2	0.5
5	5.03	20.6	1.787	0.42
$1 \cdot 10^2$	6.14	31.8	1.5	0.37
2	7.79	49	1.35	0.31
5	10.69	88.4	1.2185	0.27
$15 \cdot 10^4$	15.76	181.4	1.1311	0.24
5	24.49	401.6	1.0785	0.21
$1 \cdot 10^5$	31.9	634	1.0545	0.19
2	42.2	1009	1.0441	0.17
4	55.9	1602	1.0332	0.15
$1 \cdot 10^6$	80.8	2974	1.023	0.13
2	109	4712	1.0173	0.11
4	141.4	7402	1.0135	0.1

\* Катушка Брука

следует воспользоваться графическими построениями по типу рис.3 и, приняв (для заранее определенного значения  $K_w$ )  $K_a$  и  $K_v$  из заштрихованной области минимальных значений  $K_v$ , уже по таблицам или графикам рис.1,2 отыскать  $\alpha$  и  $\beta$ , а затем и искомые размеры соленоида.

Таблицы расчетных значений функций  $K_a$ ,  $K_v$  и  $K_w$  по переменным  $\alpha$  и  $\beta$  нами были составлены (диапазоны: по  $\alpha$  от 1,005 до 3,0, по  $\beta$  — от 0,1 до 4,0) и впервые использованы при расчете серии сверхпроводниковых соленоидов, о которой сообщалось в [8].

Полностью стабилизированный соленоид. В случае полностью стабилизированной обмотки исходные условия расчета включают фиксированные значения  $W$  и  $j$ . Основанием для  $j = \text{const}$  служит рабочий участок зависимости  $j=f(B)$ , ограничиваемый по полю некоторым допуском для данного проводника значением  $B_{\text{доп}}$  меньшим, чем критическое поле короткого образца  $B_{\text{доп}} < B_{\text{кр}}$ . Чтобы провести анализ исходной системы уравнений, представим ее в следующем виде

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= \left( \frac{W}{\mu_0 j^2} \right)^{1/5} K_a \left( \frac{2\pi}{K_w} \right)^{1/5}; \\ V &= \left( \frac{W}{\mu_0 j^2} \right)^{3/5} 2\pi K_v \left( \frac{2\pi}{K_w} \right)^{3/5}; \\ B_{\max} &= (\mu_0^4 j^3 W)^{1/5} \left( \frac{2\pi}{K_w} \right)^{1/5}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Из уравнения системы (3) для  $B_{\max}$  очевидно, что при постоянстве  $W$  и  $j$  минимум  $K_w$ , обеспечивающий и наименьший уровень значений функций  $K_a$  и  $K_v$  (рис.3), достигается при  $B_{\max} = B_{\text{доп}}$ . Однако в данном случае  $a_2$  и  $V$  зависят соответственно от отношений  $K_a / K_w^{1/5}$  и  $K_v / K_w^{3/5}$ , и минимальные значения  $K_a$ ,  $K_v$  и  $K_w$  не позволяют определенно утверждать, что им соответствует и минимум их отношений. Поэтому обратимся к анализу расчетных значений этих функций и их отношений.

Как следует из рис.3, переход на кривую  $K_v = f(K_a)$  с большим значением  $K_w$  (при уменьшении  $B_{\max}$ ) имеет смысл осуществлять в области минимальных значений  $K_v$  (из всех  $K_v$ , соответствующих данной величине  $K_w$ , минимальное значение  $K_v$  будет обеспечивать и минимум отношения  $K_v / K_w^{3/5}$ ), понятно также, что при этом  $K_a$  возрастает. На этом основании для анализа расчетных значений отношений  $K_a / K_w^{1/5}$  и  $K_v / K_w^{3/5}$  можно воспользоваться табл.1, данные которой относятся к области минимальных значений  $K_v$ . Результаты расчета по этим данным отношений функций  $K_a$ ,  $K_v$  и  $K_w$ , входящих в уравнения системы (3), приведены в табл.2.

Таблица 2

Значения отношений безразмерных функций  $K_a / K_w^{1/5}$ ,  $K_v / K_w^{3/5}$  и  $1 / K_w^{1/5}$  при минимизации объема обмотки полностью стабилизированного соленоида

$K_w$	$K_a / K_w^{1/5}$	$K_v / K_w^{3/5}$	$1 / K_w^{1/5}$
$1 \cdot 10^2$	1.1943	0.4985	0.3981
2	1.3066	0.4979	0.3466
3.15	1.3806	0.4933	0.3165
5	1.4522	0.4981	0.2885
$1 \cdot 10^3$	1.5423	0.504	0.2512
2	1.7035	0.5124	0.2187
5	1.9462	0.5334	0.1821
$15 \cdot 10^4$	2.3032	0.5662	0.1461
5	2.8132	0.6087	0.1149
$1 \cdot 10^5$	3.19	0.634	0.1
2	3.6737	0.6657	0.0871
4	4.2364	0.6973	0.0758
$1 \cdot 10^6$	5.0982	0.747	0.0631
2	5.9872	0.7809	0.0549
4	6.7614	0.8093	0.0478

Из табл.2 следует, что с уменьшением  $1 / K_w^{1/5}$  (т.е. величины  $B_{\max}$ ) растет отношение  $K_a / K_w^{1/5}$  (т.е. габаритный радиус), отношение  $K_v / K_w^{3/5}$  (т.е.

объем обмотки) первоначально уменьшается, а после небольшой площадки "размытого" минимума, соответствующего  $\alpha$  и  $\beta$  катушки Брука (табл.1), возрастает.

Таким образом, при отыскании размеров соленоида минимального объема в случае полностью стабилизированной обмотки следует стремиться при назначении величины  $B_{\max}$  к допускаемому проводником значению поля  $B_{\text{доп}}$ . Если при этом соотношения размеров обмотки (одновременно  $\alpha$  и  $\beta$ ) превысят  $\alpha=2,0$  и  $\beta=0,5$  (соотношения в катушке Брука), то следует ограничить  $B_{\max}$  значением, соответствующим катушке Брука. Этот вывод означает, что при решении задачи минимизации объема обмотки полностью стабилизированного соленоида необходимо повышать общий уровень поля, его же распределение на механизм минимизации влияния не оказывает. Коэффициент максимального поля  $K_B = f(\alpha, \beta)$ , входящий во все безразмерные функции (2), сокращается при подстановке последних в выражения (3) для  $a_2$  и  $V$ .

Приняв  $B_{\max} = B_{\text{доп}}$ , мы фактически перейдем от рабочего участка зависимости  $j = f(B)$  с  $j = \text{const}$ , к его граничной точке с  $B = B_{\text{доп}}$ , что позволяет продолжить поиск размеров соленоида только по геометрическим факторам.

Частично стабилизированный соленоид. В этом случае неизменным в исходных условиях расчета остается определяющий параметр  $W$ , а электромагнитные нагрузки будут представлены непосредственно взаимозависимостью  $B$  и  $j$ , аппроксимированной на рабочем участке от  $B_{\text{мин}}$  до  $B_{\text{доп}}$  уравнением  $Bj = A = \text{const}$ . Используя аналитическое выражение взаимозависимости  $B$  и  $j$ , систему (1) возможно записать так:

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= \left( \frac{W}{A} \right)^{1/4} K_a \left( \frac{2\pi}{K_w} \right)^{1/4}; \\ V &= \left( \frac{W}{A} \right)^{3/4} 2\pi K_v \left( \frac{2\pi}{K_w} \right)^{3/4}; \\ B_{\max} &= \left( \mu_0^4 A^3 W \right)^{1/8} \left( \frac{2\pi}{K_w} \right)^{1/8}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Из уравнений системы (4) следует, что, во-первых, как и прежде, величина  $K_w$  будет тем меньше, чем больше  $B_{\max}$ , и, во-вторых,  $a_2$  и  $V$  зависят от отношений безразмерных функций  $K_a$ ,  $K_v$  и  $K_w$ , имеющих соответственно вид  $K_a / K_w^{1/4}$  и  $K_v / K_w^{3/4}$  (и, как следствие,  $a_2 \propto K_B^{1/4}$  и  $V \propto K_B^{3/4}$ ). Последнее замечание указывает, что на геометрию обмотки влияет не только общий уровень поля, но и его распределения в объеме соленоида через коэффициент  $K_B$ .

Зависимость  $a_2$  и  $V$  от отношений безразмерных функций приводит к необходимости, как и в предыдущем разделе, продолжить анализ системы урав-

нений (4), пользуясь их расчетными значениями в области минимальных величин  $K_v$  по табл.1. Результаты расчета отношений функции  $K_a$ ,  $K_v$  и  $K_w$ , входящих в уравнения системы (4), представлены в табл.3.

Таблица 3

Значения отношений безразмерных функций  $K_a / K_w^{1/4}$ ,  $K_v / K_w^{3/4}$  и  $1 / K_w^{1/8}$  при минимизации объема обмотки частично стабилизированного соленоида.

$K_w$	$K_a / K_w^{1/5}$	$K_v / K_w^{3/5}$	$1 / K_w^{1/5}$
$1 \cdot 10^{-2}$	1.1943	0.4985	0.3981
2	1.3066	0.4979	0.3466
3.15	1.3806	0.4933	0.3165
5	1.4522	0.4981	0.2885
$1 \cdot 10^3$	1.5423	0.504	0.2512
2	1.7035	0.5124	0.2187
5	1.9462	0.5334	0.1821
$1.5 \cdot 10^4$	2.3032	0.5662	0.1461
5	2.8132	0.6087	0.1149
$1 \cdot 10^5$	3.19	0.634	0.1
2	3.6737	0.6657	0.0871
4	4.2364	0.6973	0.0758
$1 \cdot 10^6$	5.0982	0.747	0.0631
2	5.9872	0.7809	0.0549
4	6.7614	0.8093	0.0478

Из табл.3 видно, что при уменьшении  $1 / K_w^{1/8}$  (а следовательно, и  $B_{\max}$ ) растет отношение  $K_a / K_w^{1/4}$  (т.е. габаритный радиус), а отношение  $K_v / K_w^{3/4}$  (т.е. объем обмотки) уменьшается. Заметим, что отношение  $K_a / K_w^{1/4}$  здесь растет менее интенсивно, чем  $K_a / K_w^{1/5}$ , для полностью стабилизированной обмотки, в чем, очевидно, и проявляется в данном случае влияние распределения поля в соленоиде, через коэффициент максимального поля  $K_a$ . Далее, на рост отношения  $K_a / K_w^{1/4}$ , видимо, оказывает влияние снижение уровня поля в соленоиде (и при  $W = \text{const}$  его габаритный радиус возрастает), на уменьшение же отношения  $K_v / K_w^{3/4}$  влияет одновременное со снижением  $B_{\max}$  (при  $A = \text{const}$ ) увеличение плотности тока  $j$  (и, следовательно, уменьшается сечение обмотки).

Таким образом, при отыскании размеров соленоида минимального объема в случае частично стабилизированной обмотки следует стремиться при

назначении величины  $B_{\max}$  к меньшему граничному на рабочем участке зависимости  $j = f(B)$  значению  $B = B_{\min}$ . В результате исходные условия по электромагнитным нагрузкам вновь оказывается возможным свести к конкретным значениям  $B$  и  $j$ , что позволяет, как уже известно, продолжить поиск размеров соленоида только по геометрическим факторам.

Пример расчета по безразмерным функциям. Рассмотренный подход к расчету сверхпроводящего соленоида заданной емкости, как отмечалось, был использован нами при разработке экспериментальных моделей частично стабилизированных индуктивных накопителей соленоидального типа, составивших серию в диапазоне по запасенной энергии от 100 до 2000 кДж [8].

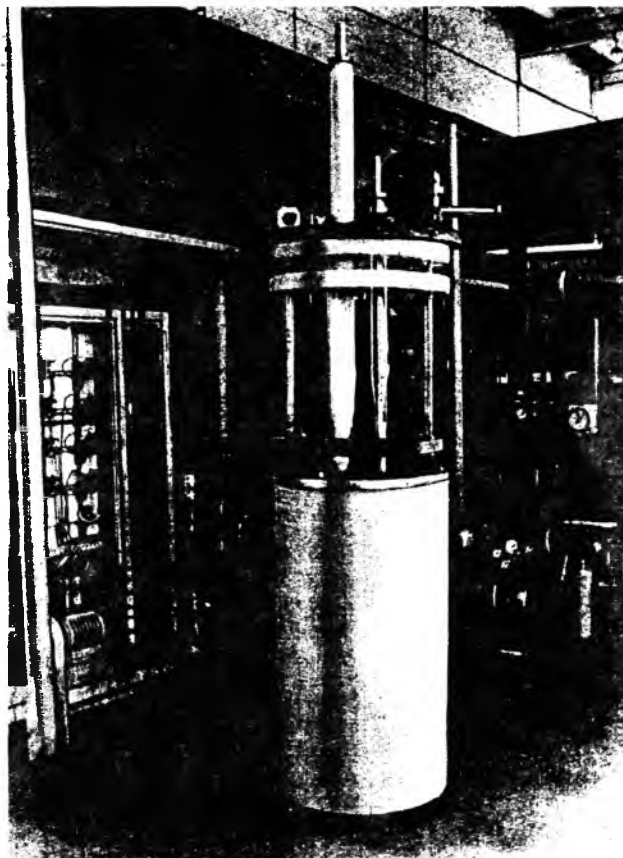


Рис.4. Экспериментальная модель сверхпроводящего индуктивного накопителя емкостью 1,4 МДж.

Последняя модель из этой серии (рис.4), экспонировавшаяся в 1983 г. на ВДНХ, по сочетанию своих параметров — накопленной энергии 1,4 МДж и мощности импульса при разряде на активную нагрузку 500 МВт — превосходила в тот момент все известные действующие отечественные и зарубежные аналогичные установки. При проектировании этого накопителя следовало учесть обстоятельства, ограничившие выбор размеров обмотки:

обмотку накопителя, исходя из разрядного тока (более 10 кА) и токонесящей способности проводника (до 1,5 кА), необходимо было выполнить секционированной;

минимальные осевой и радиальный размеры сечения секции обмотки должны были отвечать требуемому уровню напряжения разряда (до 60 кВ).

Эти ограничения после предварительной конструкторской проработки были аналитически реа-



лизованы в виде двух неравенств  $(a_2 - a_1) > 0,6$  м и  $l > 1,0$  м, которые, чтобы завершить формирование исходных условий расчета, должны быть дополнены значениями  $W$  и взаимозависимостью плотности тока и поля для частично стабилизированного соленоида.

Примем значение энергии и количественное представление выражения  $B_{\max} = A$  на основе достигнутых при испытаниях накопителя параметров  $W = 1,4 \cdot 10^6$  Дж и  $A = 17,6 \cdot 10^7$  Т·А/м<sup>2</sup> в границах по полю от 2,5 до 5,5 Т. Чтобы ввести задачу в рамки определенности решения, неравенства, ограничивающие выбор размеров, заменим равенствами  $(a_2 - a_1) = 0,6$  м и  $l = 1,0$  м. Покажем, как, используя предлагаемый метод безразмерных функций и приведенный фактический материал, возможно с учетом установленных ограничений определить размеры обмотки такого накопителя. Последовательность этапов расчета дана ниже. Результаты расчетов по этапам сведены в табл. 4.

Таблица 4

Результаты расчета сверхпроводникового соленоида заданной энергоемкости  $W = 1,4 \cdot 10^6$  Дж при  $A = 17,6 \cdot 10^7$  Т·А/м<sup>2</sup>

Параметр	Обмотка минимального объема		Обмотка с ограничением осевого размера		Изготовлен обмотка
	2.5	5.5	2.5	3.52	
Максимальное поле на обмотке $B_{\max}$ , Т	2.5	5.5	2.5	3.52	3.5
Плотность тока, средняя по сечению обмотки $j$ , А/м <sup>2</sup>	$7.04 \cdot 10^7$	$3.2 \cdot 10^7$	$7.04 \cdot 10^7$	$5.0 \cdot 10^7$	$5.02 \cdot 10^7$
Безразмерн функции соленоида:	$K_w$	$7.84 \cdot 10^4$	$1.43 \cdot 10^2$	$7.84 \cdot 10^4$	$5 \cdot 10^3$
	$K_a$	28.7	3.36	14.7	5.97
	$K_v$	534	9.68	660	114
Безразмерн параметры обмотки	$\alpha$	1.0649	2.4	1.085	1.23
	$\beta$	0.1986	0.74	1.50	1.95
Размеры обмотки	$a_2$ , м	0.811	0.46	0.415	0.336
	$a_1$ , м	0.762	0.192	0.383	0.273
	$(a_2 - a_1)$ , м	0.049	0.268	0.032	0.063
	$l$ , м	0.303	0.300	1.148	1.065
Объем обмотки $V$ ,	0.076	0.156	0.094	0.128	0.129

1. Расчет начинаем с определения размеров и параметров обмотки минимального объема при значениях максимального поля  $B_{\max}$ , равных граничным значениям  $V$  на рабочем участке зависимости  $j = f(B)$ , т.е. при 2,5 и 5,5 Т.

По уравнению для  $B_{\max}$  системы (4) рассчитываем функцию  $K_w$ , по значению которой из табл. 1 находим функции  $K_a$ ,  $K_v$  и параметры  $\alpha$ ,  $\beta$ . Затем по уравнениям системы (1) определяем размеры и объем обмотки. Результаты расчета даны в табл. 4.

Расчеты показали, что увеличение  $B_{\max}$  позволяет существенно увеличить радиальную толщину обмотки практически без изменения ее осевого размера, т.е. переход по линии минимального объема к желаемому результату полностью не приводит. Поэтому на следующем этапе расчета необхо-

димо сместиться из области минимальных  $K_v$  (рис. 3) в сторону меньших значений  $K_a$ .

2. Продолжим расчет, возвратившись к  $K_w = 7,8 \cdot 10^4$  ( $B_{\max} = 2,5$ Т), и, используя кривые  $K_v = f(K_a)$  рис. 3, отыщем вариант обмотки накопителя, удовлетворяющий ограничению по осевому размеру  $l > 1,0$  м. Для чего по значению  $K_a$ , принятому с кривой  $K_v = f(K_a)$  при  $K_w = 7,8 \cdot 10^4$ , по рис. 1 находим параметры обмотки  $\alpha$  и  $\beta$ , соответствующие этим значениям  $K_a$  и  $K_v$ , а затем размеры и параметры обмотки. Пропедев ряд циклических повторений по этой схеме, остановимся на приемлемом варианте. Результаты расчета приведены в табл. 4.

Сравнение результатов расчета последнего варианта с соответствующим (по  $B_{\max} = 2,5$ Т) вариантом обмотки минимального объема показывает, что смещение по кривой  $K_v = f(K_a)$  при  $K_w = 7,8 \cdot 10^4$  в сторону меньших значений  $K_a$  (уменьшение  $K_a$  по отношению к варианту обмотки минимального объема примерно в два раза) позволяет выполнить ограничение по осевому размеру обмотки, но ее радиальная толщина при этом уменьшается по сравнению с вариантом минимального объема. Поэтому в дальнейшем следует перейти на кривую  $K_v = f(K_a)$  при меньшем значении функции  $K_w$ , т.е. увеличить  $B_{\max}$ .

3. Опуская циклические повторения расчета по схеме предыдущего этапа для ряда значений  $B_{\max}$ , приведем в табл. 4 приемлемый по ограничению размеров вариант обмотки, соответствующий  $B_{\max} = 3,52$ Т ( $K_w = 5 \cdot 10^3$ ).

4. В последнем столбце табл. 4 даны размеры и параметры обмотки, реализованные в индуктивном накопителе. Сравнение их с вариантом обмотки минимального объема ( $B_{\max} = 2,5$  Т) дает представление о той цене, которую приходится платить за выполнение исходных условий расчета по ограничению размеров обмотки — расход проводника должен быть увеличен в 1,7 раза. Однако при этом габаритный радиус изготовленной обмотки меньше в 2,5 раза, что позволило провести испытания накопителя в сравнительно небольшом широкогорлом криостате, диаметр гелиевой ванны которого составляет 0,7 м, а глубина — 2,4 м.

Более простые случаи применения метода расчета сверхпроводникового соленоида заданной энергоемкости по безразмерным функциям рассматривались по ходу изложения материала данной статьи.

## Выводы

1. Решена оптимизационная задача применительно к сверхпроводниковому соленоиду заданной энергоемкости.

2. С учетом характера взаимозависимости критической плотности тока и поля на сверхпроводящем проводе даны рекомендации по выбору электромагнитных нагрузок при проектировании соленоидов.

3. Приведенный фактический материал позволяет выполнять расчеты сверхпроводниковых соленоидов в достаточно широком диапазоне значений по запасенной энергии.

4. Метод расчета по безразмерным функциям был апробирован при создании серии экспериментальных моделей сверхпроводниковых индуктивных накопителей.

## Список литературы

1. Егоров С.А., Костенко А.И. Расчет, сравнение и оптимизация магнитных систем сверхпроводящих индуктивных накопителей энергии с различными геометрическими формами // Электрофизическая аппаратура. М.: Атомиздат, 1976. Вып.14. С.79-90.
2. Кабат Д., Цвинева Г.П., Шишов Ю.А. Расчет параметров экспериментального сверхпроводящего соленоида с запасенной энергией 1 МДж. Препринт ОИЯИ № 8-10001. Дубна, 1976.
3. Максимов К.П. Аналитические соотношения для определения оптимальных размеров сверхпроводящего соленоида // Вопросы применения сверхнизких температур в электротехнике. Л.: Наука, 1971. С.90-94.
4. Палкин В.Ф. Оптимизация сверхпроводящей магнитной системы по расходу сверхпроводника. Препринт ИВТАН N 4-295. М., 1990.
5. Echarrí A., Sacchetti M. and Spadoni M. Comments on Minimum Volume Simple and Compensated Superconducting Coils // Rev. Sci. Instrum. 1971. 42. N 6. P. 801-805.
6. Монтомери Д. Получение сильных магнитных полей с помощью соленоидов. М.: Мир, 1971.
7. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. М.-Л.: Энергия, 1970.
8. Институт высоких температур АН СССР. Важнейшие результаты научно-исследовательских работ 1976 года. М.: Наука, 1977, с.80-82.

УДК 621.315.618.9.533-275

## АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ ВЛАГИ В ЭЛЕГАЗОВОМ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИИ

В.Г. АРАКЕЛЯН, канд. хим. наук

ВЭИ им. В.И. Ленина

Поддержание качества элегаза в электротехническом оборудовании — непреложное условие безотказной его работы [1]. Нормативными показателями элегаза являются содержание шестифтористой серы, воды, а также кислорода и кислотных примесей (для выключателя). Среди этих показателей интерпретация результата анализа влажности вызывает особые трудности. Причина этого — постоянное изменение влагосодержания элегаза, связанное с непрерывным перераспределением воды под действием температуры и постоянным поступлением воды в оборудование диффузионным путем.

С позиций обеспечения качества элегаза элегазовое оборудование подразделяется на три группы: внутренней установки, наружной установки и выключатели. Для аппаратов наружной установки норматив влажности устанавливается из условия предотвращения конденсации. Смысл условия предотвращения конденсации заключается в том, что температура конденсации влаги в аппарате должна быть не менее чем на 20°С ниже среднесуточной температуры. Именно двадцатиградусный интер-

вал является сутью норматива влажности элегаза. Его формирование произошло на основе анализа данных об атмосферных колебаниях температуры, выполненного для различных областей нашей страны. Анализ показал, что введение двадцатиградусного интервала в качестве норматива влажности позволяет эксплуатировать выпускаемое элегазовое оборудование в любой климатической зоне.

С изменением температуры изменяются температура конденсации воды в элегазовом аппарате и интервал между ними. Наибольшую сложность представляют обеспечение двадцатиградусного интервала при низкой температуре (зимой) таким образом, чтобы аппарат был работоспособен до нижнего предела рабочей температуры. Возникает необходимость найти способ по данным состояния влажности в аппарате при одной температуре определять влажность элегаза в аппарате при любой другой температуре с тем, чтобы иметь возможность сделать заключение о выполнении норматива влажности в рабочем диапазоне температуры.

Норматив влажности для аппаратов внутренней установки менее жесток, так как при размещении оборудования в помещении резких колебаний температуры не предполагается: температура конденсации ниже 0°С при температуре аппарата 20°С.

Отличительной особенностью выключателя является большое количество адсорбента, предназначенного для удаления как продуктов разложения, так и воды. Его отличие от аппарата наружной установки заключается в том, что в начале эксплуатации весь адсорбент участвует в перераспределении влаги, но по мере выработки ресурса отключенная часть его поглощает продукты разложения и не участвует в процессе влагообмена. Для выключателя установлен норматив: температура конденсации влаги в конце срока эксплуатации ниже -30°С при температуре аппарата 20°С. Это более жесткий норматив, чем для аппаратов наружной установки, поэтому выключатели без каких-либо оговорок могут эксплуатироваться как аппараты наружной установки.

Установленным нормативам аппараты должны удовлетворять в течение всего срока эксплуатации. И поскольку в течение эксплуатации количество воды в аппарате возрастает, то установленный норматив должен определять параметр качества элегаза в конце срока эксплуатации. В любой промежуточный момент влажность газа в аппарате должна быть меньше значения, соответствующего нормативу.

Несмотря на ряд причин, усложняющих интерпретацию результатов анализа влажности, точные представления о физических процессах, обуславливающих влагообмен, и соответствующий математический аппарат позволяют решить эту задачу с высокой достоверностью.

Решение поставленной задачи осуществляется посредством решения уравнений материального баланса воды.

1. Решение вопроса соответствия нормативу в аппаратах, изготовленных в соответствии с требованиями РД 16.066-83. РД 16.066-83 определяет технические требования на конструктивные особенности аппаратов и на все стадии производства, правила заполнения аппаратов элегазом, правила подготовки цеолита, нормативы качества и способы их определения [1]. Выполнение всех требований РД приводит к обеспечению качества элегаза в течение всего периода эксплуатации. Решение вопроса о соответствии влажности элегаза в аппарате нормативу влажности должно являться подтверждением точного выполнения всех требований РД.

Аппараты внутренней установки не оснащаются какими-либо приспособлениями, осушающими или регулируемыми распределение влаги. Количество воды  $W$  в граммах в аппарате определяется количеством воды на основных влагоносителях: в элегазе и в изоляционных материалах

$$W = AV + 10 \frac{A}{A_t} \sum (g_{ki} a_{ki}^0),$$

где  $A$  — абсолютная влажность,  $г/м^3$ ;  $V$  — объем аппарата,  $м^3$ ;  $A_t$  — абсолютная влажность при насыщении при соответствующей температуре,  $г/м^3$ ;

$g_{ki}$  — количество компаунда  $i$ , кг;  $a_{ki}^0$  — предельная влажность изоляционного материала при 100%-ой относительной влажности, % масс.

За срок  $N$ , оставшийся до конца эксплуатации, в аппарат диффузионным путем попадет

$$NP_{H_2O} \Delta p \sum \left( \frac{S}{x} \right) \frac{3,1557 \cdot 10^7 \cdot 18}{22400} \text{ г воды, где } Dp —$$

перепад парциального давления воды на уплотнении, МПа;  $P_{H_2O}$  — коэффициент влагопроницаемости,

$$\frac{\text{см}^3 \text{ см}}{\text{см}^2 \text{ МПа с}}; \sum \left( \frac{S}{x} \right) —$$

геометрическая характеристика уплотнений, равная сумме отношений площади сечения  $S$  ( $\text{см}^2$ ), перпендикулярной диффузионному потоку, к длине диффузионного пути  $X$  ( $\text{см}$ );  $3,1557 \cdot 10^7$  — число секунд в году; 18 — масса грамм-моля воды; 22400 — объем грамм-моля газа, мл.

В соответствии с нормативом допустимо, чтобы к концу срока эксплуатации влажность  $A$  в аппарате составила  $4,5 \text{ г/м}^3$  (влажность при насыщении при  $20^\circ\text{C}$   $A_t = 17,3 \text{ г/м}^3$  — оба значения из гигрометрических таблиц).

Материальный баланс воды в расчете на момент измерения влажности и конечные условия составляется как

$$AV + 10 \frac{A}{A_t} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + NP_{H_2O} \Delta p \sum \left( \frac{S}{x} \right) \times \\ \times 22358,3 = 4,5V + 10 \frac{4,5}{17,3} \sum (g_{ki} a_{ki}^0).$$

В соответствии с РД [1] при конструировании должно выполняться требование на размеры уплотнений (лимит на уплотнения)

$$P_{H_2O} \sum \left( \frac{S}{x} \right) = 10^{-2} V.$$

Учитывая, что средний перепад парциальных давлений воды на уплотнении для аппарата внутренней установки равен примерно  $0,0017$  МПа, получаем:

$$A + \frac{10}{V} \frac{A}{A_t} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) = 4,5 + \\ + \frac{2,6}{V} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) - 0,43N.$$

Откуда может быть определена допустимая абсолютная влажность элегаза в аппарате в момент

измерения, удовлетворяющая требованиям норматива,

$$A = \frac{4,5 + \frac{2,6}{V} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) - 0,43N}{1 + \frac{10}{A_t V} \sum (g_{ki} a_{ki}^0)}.$$

Норматив влажности будет выполнен в конце срока эксплуатации, если измеренная влажность  $A_{изм}$  в аппарате в текущий момент будет ниже расчетного значения

$$A_{изм} < \frac{4,5 + \frac{2,6}{V} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) - 0,43N}{1 + \frac{10}{A_t V} \sum (g_{ki} a_{ki}^0)}.$$

Это уравнение позволяет проанализировать соответствие измеренного значения нормативу влажности при любой температуре аппарата (через значение  $A_t$ ) и в любой момент времени (через значение  $N$ ).

Аппараты наружной установки для предотвращения конденсации влаги оснащаются патроном с цеолитом NaX, количество которого внесено в техническую документацию на аппарат, т.е. к основным влагоносителям добавляется еще один: цеолит NaX. Адсорбционную емкость синтетического цеолита NaX можно рассчитать по уравнениям (в граммах  $H_2O$  на грамм NaX)

$$a_{NaX} = \frac{0,81e^{-1,35 \cdot 10^{-5}(t+273)^2}}{2,1431 + \frac{0,0013}{A/A_t}} \quad (1)$$

для  $A/A_t < 0,0227$ ;

$$a_{NaX} = (A/A_t)^{0,2081} 0,81e^{-1,35 \cdot 10^{-5}(t+273)^2}$$

для  $A/A_t < 0,0227$ .

Исходя из формулировки норматива для нижнего предела рабочей температуры  $-45^\circ\text{C}$ , двадцатиградусный интервал должен быть обеспечен при  $-25^\circ\text{C}$ , т.е. при  $-25^\circ\text{C}$  влажность в аппарате должна соответствовать температуре конденсации  $-45^\circ\text{C}$ . Относительная влажность при этом

$$p/p_s = A/A_t = \frac{0,0532}{0,467} = 0,1139.$$

Адсорбционная емкость при такой относительной влажности при температуре  $-25^\circ\text{C}$  составит  $0,225$  г/г. Тогда можно определить всю воду, которая может находиться в аппарате в конце срока эксплуатации

$$W = 0,0532V + 10 \cdot 0,1139 \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + q0,225,$$

где  $q$  — количество NaX, г.

В любой промежуточный момент это количество воды будет состояться из того количества воды, которое уже есть в аппарате, и того, которое диффузионным путем попадет в него через уплотнения за оставшийся до конца эксплуатации срок,

$$AV + 10 \frac{A}{A_t} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + qa_{NaX} + NP_{H_2O} \Delta p \sum \left( \frac{S}{x} \right) \times \\ \times 22358,3 = 0,0532V + 1,139 \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + q0,225.$$

Поскольку в аппарате есть адсорбент, быстро реагирующий на изменения температуры, то относительная влажность, равновесная адсорбенту, равна  $A_{изм}/A$ , при текущей температуре измерения, а относительная влажность, равновесная изоляционным материалам,  $A/A_{иср}$  — при среднесуточной температуре. Причем, поскольку за это короткое время изоляционный материал не изменяет своего влагосодержания и перераспределение влаги с изменением температуры происходит между газом и адсорбентом, то

$$A_{изм} = V + qa_{NaX} = AV + qa_{NaX}^1, \quad (3)$$

где  $A_{изм}$  связано с  $a_{NaX}$  (при температуре измерения) и  $A$  связано с  $a_{NaX}$  (при среднесуточной температуре) изотермой адсорбции — уравнения (1) и (2).

С небольшой погрешностью можно упростить расчет, избавившись от итерационного решения уравнения (3) и приняв относительную влажность, равновесную влажности изоляционных материалов, равной не  $A/A_{иср}$ , а близкой к ней  $A_{изм}/A$ . Тогда уравнение для решения вопроса о соответствии влажности элегаза нормативу влажности с учетом лимита на уплотнения и перепада парциального давления воды на уплотнении, равного 0,001 МПа, запишется

$$A_{изм} \leq \frac{0,0532 + \frac{1,139}{V} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) +}{1 + \frac{10}{VA_t} \sum (g_{ki} a_{ki}^0)} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{+ \frac{q}{V} (0,225 - a_{NaX}) - 0,254N}{},$$

где  $a_{NaX}$  соответствует измеренной влажности при текущей температуре.

Это неравенство позволяет проанализировать соответствие измеренного значения влажности при любой (в пределах 3°C отличающейся от среднесуточной) температуре (через значение  $A$ ) и в любой момент времени (через значение  $N$ ). Выполнение этого неравенства будет означать, что норматив будет выполняться до конца срока эксплуатации, если при конструировании соблюдены условия лимита на уплотнения.

**Выключатель.** Исходя из норматива, абсолютная влажность в конце эксплуатации составит 0,281 г/м<sup>3</sup>, а относительная  $A/A_t = 0,281/17,3 = 0,0162$ . Адсорбционная емкость цеолита при  $A/A_t = 0,0162$  и при 20°C составит 0,1143 г/г. Общее количество воды в выключателе к концу срока эксплуатации при условии выполнения норматива

$$W = 0,281V + 10 \frac{0,281}{17,3} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + \\ + (q - 3,4mI_{к.з}n)0,1143 + 3,4I_{к.з}mna_{NaX}^0,$$

где  $3,4mI_{к.з}n$  — доля адсорбента, необходимая

для удаления продуктов разложения;  $n$  — число отключений тока;  $m$  — число разрывов выключателя;  $I_{к.з}$  — ток КЗ.

В момент проведения измерения влажности количество воды может быть подсчитано (для упрощения будем считать, что температура аппарата при измерении влажности мало отличается от среднесуточной)

$$A_{изм}V + 10 \frac{A_{изм}}{A_{иср}} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + [q - 3,4m \sum (I_j n_j)] \times \\ \times a_{NaX} + 3,4m \sum (I_j n_j) a_{NaX}^0,$$

где  $I_j$  и  $n_j$  — значение и количество отключенных токов за истекший период эксплуатации, причем  $I_j \geq 0,6 I_{к.з}$ .

Учитывая диффузионный поток с  $\Delta p = 0,0021$  МПа и лимит на уплотнения,

$$A_{изм}V + 10 \frac{A_{изм}}{A_{иср}} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + \\ + a_{NaX} [q - 3,4m \sum (I_j n_j)] + 3,4m \times \\ \times \sum (I_j n_j) a_{NaX}^0 + NP_{H_2O} \Delta p \sum \left( \frac{S}{x} \right) \times \\ \cdot 25358,3 = 0,281V + 0,162 \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + 0,1143 \times \\ \times (q - 3,4mI_{к.з}n) + 3,4I_{к.з}mna_{NaX}.$$

Откуда

$$A_{изм} \leq \frac{0,281 + \frac{0,162}{V} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + \frac{0,1143}{V} \times}{1 + \frac{10}{VA_{иср}} \sum (g_{ki} a_{ki}^0)} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{\times (q - 3,4mI_{к.з}n) + \frac{0,0578}{V} [I_{к.з}mn - m \times \\ \times \sum (I_j n_j)] - \frac{a_{NaX}}{V} [q - 3,4m \sum (I_j n_j)] - 0,58N}{}$$

Приведенное уравнение позволяет оценить соответствие состояния выключателя нормативу влажности по измеренному значению  $A_{изм}$  при любой температуре (через  $A_{иср}$ ) в любое время (через  $N$ ) и при выработке части ресурса отключений (через  $\sum (I_j n_j)$ ) при условии, что при конструировании было соблюдено требование лимита на уплотнения.

II. Решение вопроса соответствия нормативу для оборудования, выпущенного до введения РД 16.066=83. Определенное количество элегазового оборудования было выпущено до введения в действие РД 16.066-83 и соответственно без тех конструкторских и технологических мер, которые определяют поддержание показателей качества элегаза на заданном уровне. Определение состояния такого оборудования и соответствия параметров качества элегаза в нем нормативам качества особенно важно.

Для аппаратов внутренней установки основными отличиями могут быть использование более влажных изоляционных материалов и превышение лимита на уплотнения. Использование влажной изоляции непосредственно отразится на результате анализа влажности, а нарушения лимита на уплотнения должны быть учтены в уравнении применением конкретных данных по уплотнению

$$A_{изм} \leq \frac{4,5 + \frac{2,6}{V} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) - \frac{43}{V} NP_{H_2O} \sum \left( \frac{S}{x} \right)}{1 + \frac{10}{VA_t} \sum (g_{ki} a_{ki}^0)}$$

Для аппаратов наружной установки, кроме нарушения лимита на уплотнения и неконтролируемой влажности изоляционных материалов, возможно размещение в аппаратах недостаточного количества цеолита или его полное отсутствие. В этом случае может идти речь о допустимой минимальной среднесуточной температуре  $t_m$ , при которой можно безопасно эксплуатировать оборудование без принятия каких-либо мер по осушке из условия поддержания двадцатиградусного интервала между этой температурой и температурой конденсации влаги согласно нормативу.

Для аппарата наружной установки без адсорбента влажность элегаза зависит от среднесуточной температуры. В момент измерения

$$W = A_{изм} V + 10 \frac{A_{изм}}{A_{t_{cp}}} \sum (g_{ki} a_{ki}^0)$$

В момент, когда будет реализовываться нормативное условие при искомой температуре  $t_m$ ,

$$W = A_{t_m - 20} V + 10 \frac{A_{t_m - 20}}{A_{t_m}} \sum (g_{ki} a_{ki}^0)$$

Следовательно,

$$A_{изм} V + 10 \frac{A_{изм}}{A_{t_{cp}}} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + NP_{H_2O} \sum \left( \frac{S}{x} \right) \times 25,4 = A_{t_m - 20} V + 10 \frac{A_{t_m - 20}}{A_{t_m}} \sum (g_{ki} a_{ki}^0)$$

Отсюда итерацией находят значение допустимой минимальной среднесуточной температуры (из  $A_m$  по гигрометрическим таблицам). Однако полученное значение должно быть ниже  $+3^\circ\text{C}$ , чтобы при резком снижении температуры относительная влажность выше 0,3 оказалась при температуре ниже  $-5^\circ\text{C}$ , что считается безопасным [2].

Для аппарата наружной установки с адсорбентом количество воды в аппарате в момент измерения влажности

$$W = A_{изм} V + 10 \frac{A}{A_{t_{cp}}} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + qa_{NaX}$$

где  $a_{NaX}$  при  $A_{изм}$  и текущей температуре, а значение  $A$  находят итерацией по уравнению (3,) или с некоторым упрощением. Если текущая темпера-

тура не слишком отличается от среднесуточной  $t_{cp}$ , то

$$W = A_{изм} V + 10 \frac{A_{изм}}{A_t} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + qa_{NaX}$$

Количество диффузионной воды

$$W_D = 25,4 NP_{H_2O} \sum \left( \frac{S}{x} \right)$$

Абсолютная влажность при допустимой минимальной среднесуточной температуре  $t_m$  в аппарате должна соответствовать абсолютной влажности при насыщении при  $t_m - 20(p/p_s=1)$  (Расчетная величина из условия норматива. На самом деле снижение температуры будет приводить к снижению абсолютной влажности, и относительная влажность стремится к 1, но не станет ей равной).

С учетом уравнения адсорбции цеолита для  $p/p_s=1$  уравнение материального баланса запишется

$$A_{изм} V + 10 \frac{A_{изм}}{A_t} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + qa_{NaX} + 25,4 NP_{H_2O} \times \sum \left( \frac{S}{x} \right) = A_{t_m - 20} V + 10 \frac{A_{t_m - 20}}{A_{t_m}} \sum (g_{ki} a_{ki}^0) + q0,81e^{-1,35 \cdot 10^{-5}(t_m + 253)^2}$$

где  $a_{NaX}$  при  $A_{изм}$  и текущей температуре.

Уравнение решается итерацией до согласования значений  $A_{t_m}$ ,  $A_{t_m - 20}$  и  $a_{NaX}$ . Значение допустимой минимальной среднесуточной температуры  $t_m$  находят из  $A_{t_m}$  по гигрометрическим таблицам. Полученное значение должно быть ниже  $+3^\circ\text{C}$ .

Анализ соответствия влажности элегаза нормативу влажности для выключателей, выпущенных до введения РД 16.066-83, затруднителен из-за сложности конечных выражений. Учитывая, что до введения РД в выключатель закладывалось значительно большее количество адсорбента, ожидать нарушения влажности не приходится, а нарушение лимита на уплотнения скорее приведет к повышенному росту концентрации кислорода.

Решения по приведенным здесь уравнениям выполняются на ЭВМ и не составляют труда, несмотря на кажущуюся их громоздкость. Уравнения для определения соответствия влажности нормативу влажности приобретают особое значение в связи с разработкой системы автоматического контроля элегазового оборудования.

#### Список литературы

1. РД 16.066-83. "Электрооборудование высокого напряжения. Технические требования к производству и метод контроля для обеспечения качества элегаза". М.: Минэлектротехпром, 1984.
2. Kuwabara Hirochi // Journal of the Institute of Engin. of Japan. 1977.95.N5.P.395-397.

# ДИНАМИКА ПРУЖИННОГО ПРИВОДА ЕРМ В РЕЖИМЕ ХОЛОСТОГО ХОДА

Н.С.КУРОВСКИЙ, Б.Е.ХОМЕНЧУК, С.Н.КУРОВСКИЙ,  
инженеры

СКБ ВА, г.Ровно

Опыт эксплуатации высоковольтных выключателей показывает, что значительная часть их отказов в работе происходит по причине механических неисправностей приводов. Поэтому динамические процессы, происходящие в механизмах привода и выключателя в режиме холостого хода, представляют интерес для специалистов электроаппаратостроения. В статье даны результаты исследований, проведенных в лаборатории надежности СКБ ВА (г.Ровно).

Основной конструктивной особенностью пружинного привода является то, что при разрядке энергоносителя возникают большие инерционные силы и моменты, позволяющие произвести включение контактов в полюсах выключателя, преодолеть электродинамические силы и силы сопротивлений, а также завести отключающую пружину.

Одним из тяжелых режимов, при котором имеют место большие динамические усилия и перегрузки деталей, является разрядка энергоносителя на холостом ходу выключателя при отсутствии электродинамических сил сопротивления. Источником динамических сил при работе механизмов привода и выключателя являются три заведенные пружины для выключателей серии ВЭ-10 и две — для выключателей ВК-Ю.

Процесс движения механизмов начинается с того, что после освобождения заведенных пружин их потенциальная энергия превращается в кинетическую энергию всех подвижных частей. При количественной оценке расхода энергоресурса было установлено, что все подвижные части привода и выключателя приобретают кинетическую энергию, равную удвоенной кинетической энергии подвижных контактных стержней для любого положения механизма (рис.1). Избыточная часть энергии вызывает большие ударные нагрузки с последующей отдачей и подзаводкой пружин энергоносителей.

При визуальных наблюдениях за режимами разрядки можно выявить процесс подзаводки и нарушение работы тормозного узла и предохранительной собачки. Предохранительная собачка "проскакивает" через несколько зубьев, а затем останавливает механизм. Тормоз при этом не удерживает механизм.

Для исследования динамических процессов была определена приведенная масса, условно приложенная к концу пружин энергоносителей. При этом были использованы графики линейных и угловых скоростей механизмов привода и выключателя (рис.2).

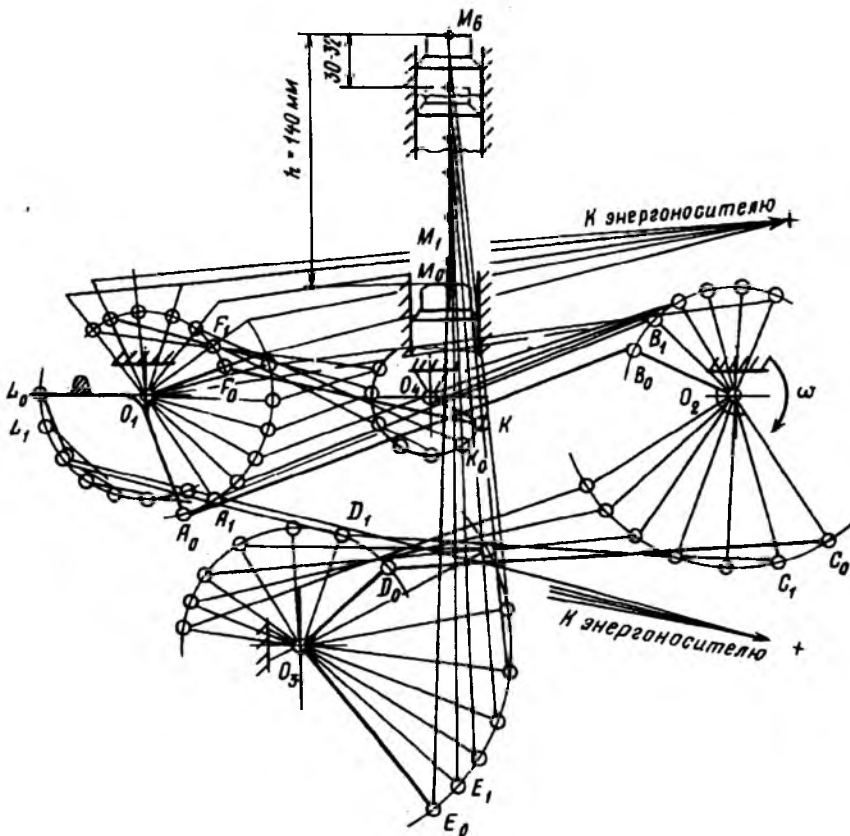


Рис.1. Кинематическая схема пружинного привода ЕРМ с выключателем серии ВК-10

Математическая модель процесса действия энергоносителя представляет собой классическую схему — растянутую пружину, к концу которой приложена приведенная масса и отпущенная без начальной скорости (рис.3). Процесс движения приведенной массы на первом этапе, т.е. до замыкания зазоров в витках пружин, описывается дифференциальным уравнением второго порядка. Решив это уравнение, можно получить закон изменения перемещения, скорости и ускорения, приведенной массы.

Начало координат выбрано в точке  $O$  — положении статического равновесия, для которого сила тяжести приведенного груза и реактивная сила упругости пружины уравновешиваются.

Составляет дифференциальное уравнение движения приведенной к концу растянутой пружины массой  $m$

$$m\ddot{x} = \sum x(\bar{F}_i) = mg + P_c - Q. \quad (1)$$

где  $m=2$  кг — приведенная масса;  $g=9.81$  м/с<sup>2</sup> — ускорение силы тяжести;  $P_c$  — суммарная сила сопротивлений,  $H$ ;  $Q$  — реакция пружин,  $H$ .

$$P_c = \xi(a - x).$$

где  $a=0,092$  м — растяжение пружин,  $\chi=49\,200$  Н/м — коэффициент нарастания сопротивлений, полученный опытным путем;  $X$  — координата, определяющая текущее положение приведенной массы  $m$ .

Реакция пружин выражается зависимостью

$$Q = 2C(x + \lambda_{ст}).$$

где  $C=38,6 \cdot 10^3$  Н/м — жесткость одной пружины;  $\lambda_{ст}$  — удлинение двух пружин от силы тяжести  $mg$ , м. Подставив значения величин в исходное уравнение (1) и преобразовав его к виду, удобному для интегрирования, получим:

$$\ddot{x} + K^2 x = 0,092 \xi / m.$$

$$\text{где } K^2 = \frac{2C + \xi}{m} = 63,2 \cdot 10^3; K=252 C^{-1}$$

$$\text{Обозначим } A = \frac{0,092 \xi}{m} = 2260 \text{ Н/кг.}$$

$$\text{Тогда } \ddot{x} + K^2 x = A.$$

Решение этого дифференциального уравнения имеет вид

$$x = C_1 \cos Kt + C_2 \sin Kt + A / K^2.$$

Скорость и ускорение груза выражаются зависимостями

$$\dot{x} = -C_1 K \sin Kt + C_2 K \cos Kt;$$

$$\ddot{x} = -C_1 K^2 \cos Kt - C_2 K^2 \sin Kt.$$

Постоянные интегрирования находим из начальных условий: при  $t=0$ ,  $x=0,092$  м,  $v=\dot{x}=0$ .

Окончательно уравнения движения груза имеют вид

$$\left. \begin{aligned} x &= C_1 \cos Kt + \frac{A}{K^2}; \\ \dot{x} &= -C_1 K \sin Kt; \\ \ddot{x} &= -C_1 K^2 \cos Kt; \end{aligned} \right\}$$

или

$$\left. \begin{aligned} x &= 0,0562 \cos Kt + 0,0358; \\ \dot{x} &= -0,0562 K \sin Kt; \\ \ddot{x} &= -0,0562 K^2 \cos Kt. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Знаки "минус" указывают, что векторы скорости и ускорения направлены противоположно выбранному направлению оси  $x$ .

Пользуясь полученными уравнениями (2), можно найти значения перемещения, скорости и ускорения приведенной массы  $m$ , закрепленной на конце пружины.

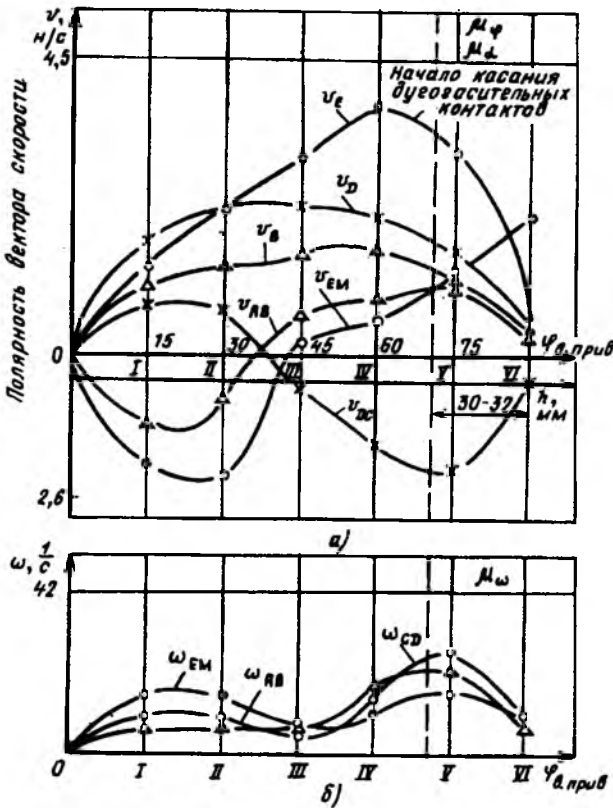


Рис.2. Графики линейных (а) и угловых скоростей (б) точек и подвижных звеньев механизма привода:  
а —  $m_j = 0,3$  град/мм,  $m_a = 0,4667$  мм/мм;  
б —  $m_a = 0,281/(с \cdot мм)$

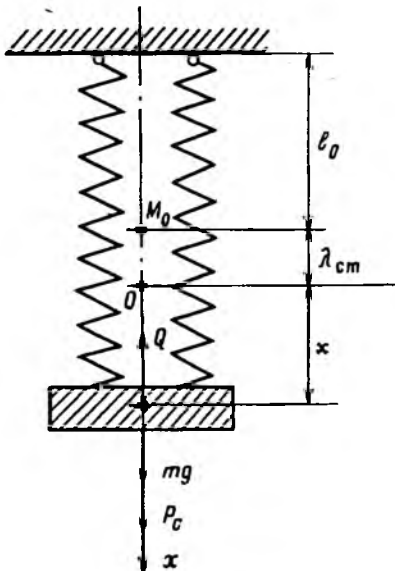


Рис.3. Расчетная схема деформаций энергоносителя с учетом приведенной массы

В результате анализа сил сопротивлений была получена эмпирическая зависимость для определения их суммарного значения

Указанные величины необходимы для дальнейших расчетов и исследований работы узлов и деталей привода. Их достоверные значения можно установить, пользуясь контрольными параметрами. Такими параметрами являются скорость движения конца пружины, перемещение и время перемещения. Проанализируем каждый из этих параметров. Если рассматривать работу пружинного привода с маломасляным выключателем на номинальное напряжение 10 кВ, то привод должен обеспечить скорость движения контактных стержней при включении порядка 3,5 - 4,0 м/с в зависимости от номинального тока выключателя и тока отключения.

Скорость подвижных стержней при включении и отключении измеряется при помощи электромагнитного вибрографа, дающего 100 колебаний в секунду, и специального сектора. А так как контактный стержень — ползун  $M$  кинематически связан со звеном  $O_1$ , несущим конец пружины — энергоносителя (рис. 1), то путем построения планов скоростей можно определить соответствующее значение скорости конца пружины, к которому условно прикреплен приведенная масса. Так производилась проверка результатов, полученных при решении дифференциальных уравнений движения.

В зависимости от количества пружин — энергоносителей в приводе — скорость приведенной массы, соответствующая моменту включения, составляет 17,6-32 м/с.

Конец пружины перемещается на расстояние  $X=92$  мм, соответствующее ее растяжению механизмом заводки.

Зная перемещение и скорость в конце движения приведенной массы, с помощью уравнений (2) можно определить время разрядки пружины и ускорение приведенной массы.

Время разрядки пружины по расчетам составляет 0,017-0,030 с. Собственное время включения выключателя по паспорту равно 0,075 с и контролируется измерительными приборами. Собственное время включения состоит из времени насыщения катушки электромагнита включения и движения его тока, времени начала движения поворотного запирающего рычага и разрядки пружин энергоносителя, а также времени поворота вала выключателя и движения его контактной системы. Доля времени на разрядку пружины — энергоносителя в общем значении собственного времени включения вполне соответствует приведенным числовым значениям и позволяет довольно точно определить значения параметров движения приведенной массы. Так, ускорения этой массы составляют 1800-2200 м/с<sup>2</sup>.

Двигаясь согласно найденному закону, груз массой  $m$  в конце сжатия пружин наносит удар по корпусу привода, соединенного с выключателем. Масса привода составляет 48-58 кг, а масса выключателя с приводом 160-180 кг.

Явление удара протекает таким образом, что пружина с сомкнутыми витками сжимается, а система привод — выключатель деформируется. Затем наступает явление отдачи.

Значение ударного импульса равно произведению скорости удара на массу, а с другой стороны, произведению силы удара на время удара. Для случая разрядки двух нажимных пружин с диаметром проверок 7 мм и одной верхней с диаметром 5 мм сила удара составляет примерно 13-15 кН, а сила отдачи 8-9 кН.

Неоднократно наблюдая за явлением разрядки пружин в приводе ERM, можно заметить, что на-

ступает их подзаводка силой отдачи, причем пружины удлиняются на 1/3 первоначальной длины.

При ударе тормоз часто не удерживает диска, а предохранительная собачка выскакивает из зацепления и ударный момент гасится на заводной собачке, что приводит к ее повреждениям. Повреждается также и предохранительная собачка, что видно из приведенной фотографии.

Теоретически движение предохранительной собачки исследовалось с помощью элементарного дифференциального уравнения второго порядка с учетом действия возмущающих факторов (рис. 4). Полученные результаты подтверждаются результатами измерений при разрядках энергоносителей.

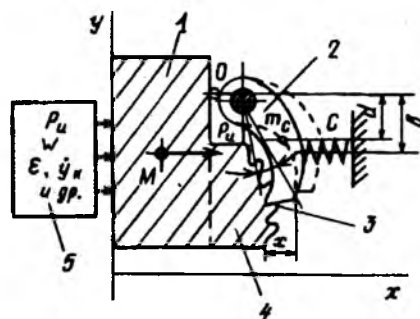


Рис. 4. Расчетная схема деформации запирающей собачки при воздействии ударного импульса:

1 — приведенная масса привода; 2 — запирающая собачка; 3 — износ собачки; 4 — элемент заводной шестерни; 5 — дестабилизирующие факторы воздействия



Рис. 5. Износ запирающей собачки

Так, угол поворота собачки, полученный теоретически, составил 9-10°, а практически 10-12°. Такого угла поворота под действием инерционных сил достаточно, чтобы собачка вышла из зацепления с зубом храпового колеса (шестерни).

В результате исследований было выяснено, что при разрядке энергоносителей имеет место действие больших ударных моментов на механизм привода порядка 80-85 кГ · м, которые действуют кратковременно и на небольших угловых перемещениях. Но этого достаточно, чтобы повредить некоторые детали привода (рис. 5).

Поэтому было решено ограничить воздействие ударных моментов на механизм привода путем повышения эффективности торможения. Суммар-



ная толщина наборных пластин тормоза была увеличена на 2 мм и при испытаниях опытного образца негативные явления прекратились. Привод выдержал 6000 операций и работал очень устойчиво.

### Выводы

При работе пружинного привода с маломасляным выключателем ВК-10 в случаях отсутствия электродинамических сил появляются большие динамические нагрузки их механизмов, что приводит к повреждениям отдельных деталей и нарушениям нормальной работы выключателя. Эффективной мерой для улучшения работы выключателя явилось усиление тормозного устройства привода.

### Список литературы

1. Инженерные методы исследования ударных процессов / Г.С.Батусв, Ю.В.Голубков, М.:Машиностроение, 1977.
2. Справочник машиностроителя /Ф.М.Диментберг, В.С.Люкшин, М.: Машгиз, 1961. Т.1
3. Выключатели высоковольтные трехполюсные серии ВК-Ю. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. М., 1983.

УДК 621.3.064.42-186.2.001.3

## ВАКУУМНАЯ ДУГОГАСИТЕЛЬНАЯ КАМЕРА ДЛЯ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ НА 35 и 110 кВ

А.А.ПЕРЦЕВ, Л.А.РЫЛЬСКАЯ, кандидаты техн.наук

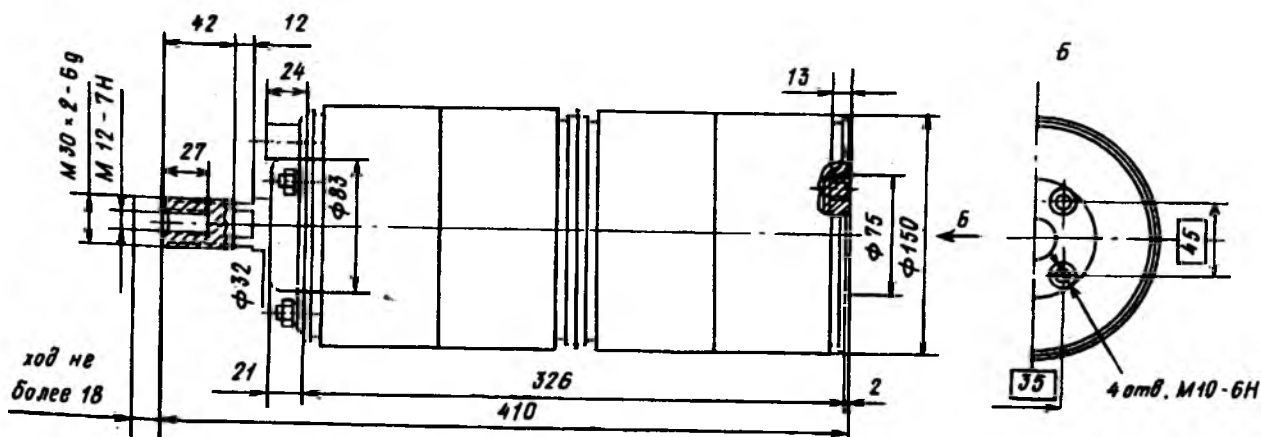
Всероссийским электротехническим институтом имени В.И.Ленина разработана и в конце 1992 г. передана в серийное производство вакуумная дугогасительная камера типа КДВ-35-25/1600 УХЛ2. Она предназначена для укомплектования вакуумных выключателей трехфазного переменного тока частотой 50–60 Гц напряжением 35 кВ, а также напряжением 110 кВ при последовательном соединении нескольких камер в полюсе. Внешняя изо-

ляция камеры рассчитана на дополнительное усиление, обусловленное конструкцией аппарата. Ею заменяется камера разработки 1980 г. типа КДВ-35-20/1250 УХЛ2 [1], выпускаемая в течение нескольких лет научно-производственным объединением «Электрокомплекс» в г. Минусинске. Технические данные обеих камер представлены в таблице, а габаритные, установочные и присоединительные размеры разработанной камеры указаны на рисунке.

Наименование параметра	Тип камеры	
	КДВ-35-25/1600 УХЛ2	КДВ-35-20/1250 УХЛ2
Наибольшее рабочее линейное напряжение, кВ	40,5	
Испытательное напряжение, кВ;		
одноминутное промышленной частоты	95	
грозовой импульс	230	
Номинальный ток, А	1600	1250
Номинальный ток отключения, кА	25	20
Наибольший пик тока включения, кА	63	51
Активное сопротивление, не более, мкОм	30	55
Коммутационная износостойкость:		
при номинальном токе, циклы	25 000 (50 000 при 1250 А)	20 000
при номинальном токе отключения, циклы	30	50
и операции отключения	70	-
Механическая износостойкость, циклы	25 000 (50 000)	20 000
Масса камеры, не более, кг	10	15
Диаметр/длина корпуса, мм	150/326	170/332

**Примечание.** Значения в скобках относятся к камерам, применяемым в выключателях для электротермических установок и в выключателях с последовательным соединением нескольких камер в полюсе.

Таблица дает возможность убедиться в существенном улучшении ряда параметров новой камеры. Увеличены с 1250 до 1600 А и с 20 до 25 кА значения номинального тока и номинального тока отключения. С 15 до 10 кг снижена масса камеры,



на 20 мм уменьшен ее диаметр. Новая камера обладает уникальным свойством отключать ток до 25 кА при ходе контакта 13–14 мм и скорости 0,8–0,9 м/с вместо обычной для камер на напряжение 35 кВ скорости 1,1–1,5 м/с. Это свойство обусловлено конструкцией контактов, возбуждающих усиленное продольное магнитное поле [2].

Уменьшение скорости и хода контакта снижает механические нагрузки на сильфонный узел камеры, что увеличивает механическую износостойкость до 50 000 циклов и более. Коммутационная износостойкость при токе 1250 А также превышает 50 000 циклов. В таком режиме камеры обеспечивают работу выключателей на 35 кВ и 110 кВ для электротермических установок и других потребителей с частыми коммутационными операциями. Нормируемая стандартом для выключателей на 35 кВ износостойкость 1000 000 циклов реализуется путем однократной смены комплекта камер. Благодаря сохранению номинального тока отключения на уровне 24 кА выключатели для частых коммутаций с этими камерами могут выполнять функции не только оперативного управления, но и защиты от токов к.з.

При использовании камер в сетевых выключателях должны устанавливаться «нормальные» скорость и ход контактов 1,1–1,5 м/с и 16–18 мм. При этом механическая и коммутационная износостойкость равна 25 000 циклов. Допускается в общей сложности 100 операций отключения тока 25 кА, в том числе 30 из них в циклах ВО. Камера обеспечивает работу выключателя при выполнении автоматического повторного включения.

#### Список литературы

1. Перцев А.А., Гусева Л.Г., Рыльская Л.А. Вакуумные дугогасительные камеры для выключателей 35 и 110 кВ // Электротехническая промышленность. Сер. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы. М.: Информэлектро. 1981. Вып.8.
2. А.с.1725681 РФ. Контактная система вакуумной дугогасительной камеры/А.А.Перцев, С.П.Чистяков//Открытия. Изобретения. 1993. № 23.

## ЭЛЕКТРОПРИВОД

УДК 62-83:621.311.6.001.24

### ЭЛЕКТРОПРИВОД ПО СХЕМЕ: ИМПУЛЬСНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ Понижающего типа — ДВИГАТЕЛЬ

Л.А.ШПИГЛЕР, канд.техн.наук

В современных регулируемых электроприводах (до 2–3 кВт), применяемых в машиностроении, в большинстве случаев используется силовой трансформатор, согласующий напряжение сети с напряжением якоря двигателя.

В связи с режимом повышением цен на дефицит-

ную медь и медные обмоточные провода целесообразно продолжить поиск бестрансформаторных схем.

Для указанных маломощных и сравнительно дешевых электроприводов (ЭП) оказываются неприемлемыми высоковольтные двигатели или замена силового трансформатора управляемым выпрямителем с фильтром и последующим импульсным регулятором в якорной цепи.

Поэтому определенный интерес вызывает схема с импульсным источником питания понижающего типа (ИИП), питающая двигатель непосредственно или при необходимости дополненная контактным реверсором либо реверсивным импульсным регулятором.

На рис. 1 представлена такая система (ИИП-Д). Напряжение сети через выпрямитель *В* и управляемый ключ *К* подается на фильтр. Параллельно конденсатору *С* подключается якорь двигателя. При необходимости схема может быть дополнена контактным устройством реверса *УР* или реверсивным импульсным регулятором *РС*. Сигналы обратной связи по току (с датчика тока *ДТ*) и по напряжению подаются на регуляторы тока и напряжения, сравниваются с задающим напряжением  $U_3$ , в результате чего осуществляется управление скважностью работы ключа, коммутирующего с периодом  $T_k$ .

При замыкании ключа *К* (выполненного на транзисторной сборке) напряжение выпрямителя  $U_n$  прикладывается через дроссель *L* к конденсатору *С* и якору двигателя *Я*. Протекающий при этом через дроссель ток  $i_d$  заряжает энергию дроссель и конденсатор, а также питает током  $i_a$  якорь. При размыкании *К* (в интервале  $t_p$  транзисторы заперты), ток  $i_d$  замыкается через диод *D*, продолжая частично подпитывать конденсатор и обеспечивать протекание тока  $i_a$ . Регулируя скважность  $j = t_2/T_k$ , можно регулировать среднее за период  $T_k$  напряжение на двигателе  $U_a$ .

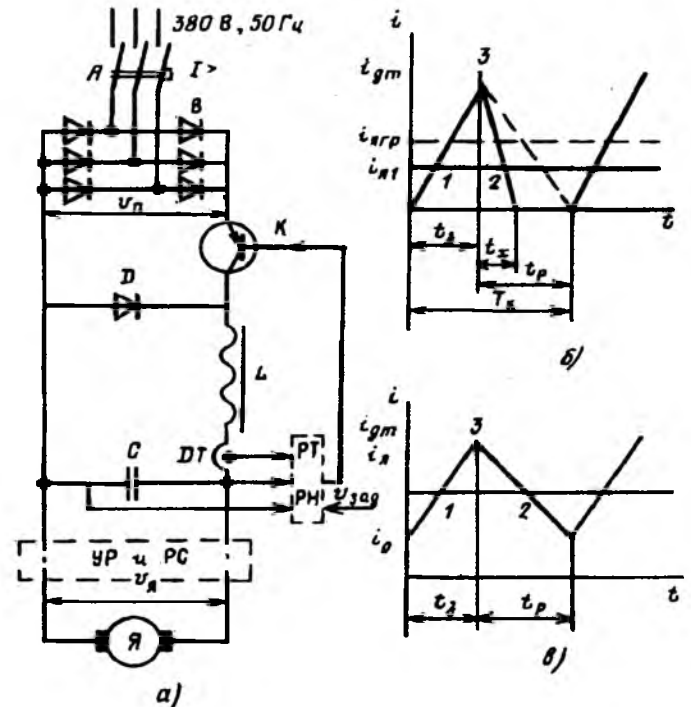


Рис. 1. Принципиальная схема ИИП-Д (а) и графики  $i_a(t)$  для режима прерывистых токов и граничного режима (б) и режима непрерывного тока (в).

В последующих расчетах учитывается активное сопротивление цепи заряда  $R$ , определяемое суммой сопротивлений насыщенного транзистора дросселя, а также потерями в конденсаторе; сопротивление  $R_{\text{я}}$  и индуктивность  $L_{\text{я}}$  характеризуют якорную цепь.

В установившемся режиме работы схемы необходимо минимизировать амплитуду пульсаций напряжения и тока якоря, что дает возможность в соответствующих расчетах считать их постоянными при постоянном  $g$ .

В рассмотренной схеме, работающей в установившемся режиме, энергия, потребляемая от выпрямителя  $B$ , должна быть равна энергии, потребляемой двигателем (если пренебречь относительно малыми потерями в реактивных элементах схемы). Энергия от выпрямителя  $B$  поступает только в интервале  $t_3$ . В интервале  $t_p$  двигатель питается энергией, запасенной в реактивных элементах схемы. При этом возможны: режим прерывистых токов, когда ток дросселя  $i_d$  в интервале  $t_p$  достигает нуля (рис.1,б), и режим непрерывных токов, когда ток  $i_d$  в интервале  $t_p$  снижается до значения  $i_0$  (рис.1,в). Начальные участки экспоненциальных графиков тока на рис.1, б и в, заменены прямыми линиями (это приводит к допустимой для данного расчета погрешности до 10%). Тогда, для режима прерывистых токов (рис.1, б)

$$0,5u_{\text{п}}i_{\text{дм}}t_3 = u_{\text{я}}i_{\text{я}}T_{\text{к}}. \quad (1)$$

Обозначив

$$t_3 / T_{\text{к}} = t'_3; \quad u_{\text{п}} / R = i_{\text{к}}; \quad u_{\text{я}} / u_{\text{п}} = u'_{\text{я}};$$

$$i_{\text{дм}} / i_{\text{к}} = i'_{\text{дм}}; \quad i_{\text{я}} / i_{\text{к}} = i'_{\text{я}},$$

можно записать:

$$u'_{\text{я}} = 0,5i'_{\text{дм}}t'_3 / i'_{\text{я}}. \quad (1')$$

В режиме прерывистых токов в интервале  $t_3$  ток дросселя нарастает в соответствии с выражением [1]:

$$i_{\text{дм}} = (u_{\text{п}} - u_{\text{я}})K + M,$$

$$\text{где } K = e^{-bt_3} \sin \omega t_3 / \omega L;$$

$$M = i_{\text{я}} - e^{-bt_3} (\cos \omega t_3 - b \sin \omega t_3 / \omega) i_{\text{я}};$$

$$b = 0,5R / L; \quad \omega = [1 / LC - 0,25R^2 / L]^0,5.$$

Переходя к относительным единицам, можно записать:

$$i'_{\text{дм}} = R [K(1 - u'_{\text{я}}) + M / u_{\text{п}}]. \quad (2)$$

Подставляя (1) в (2), получаем:

$$i'_{\text{дм}} = \frac{R(K + M / u_{\text{п}})}{(1 + 0,5t'_3KR / i'_{\text{я}})}. \quad (3)$$

В установившемся режиме заряд конденсатора  $C$  в интервале  $t_3 + t_x$  равен заряду, расходуемому на питание двигателя в интервале  $t_p - t_x$  и

$$0,5i_{\text{дм}}(t_3 + t_x) - i_{\text{я}}(t_3 + t_x) = (t_p - t_x)i_{\text{я}};$$

$$t'_x = (2i'_{\text{я}} - i'_{\text{дм}}t'_3) / i'_{\text{дм}}. \quad (4)$$

С ростом  $i'_{\text{я}}$  растет  $t'_x$ . При

$$t'_x = t'_p \quad i'_{\text{я}} = 0,5i'_{\text{дм}} = i'_{\text{я.гр}}. \quad (5)$$

Выражение (5) характеризует граничный режим между режимами прерывистого и непрерывного тока дросселя.

В режиме непрерывных токов из рис.1, в следует условие равенства получаемой и расходуемой энергии:

$$0,5(i_0 + i_{\text{дм}})u_{\text{п}}t_3 = u_{\text{я}}i_{\text{я}}T_{\text{к}}, \quad (6)$$

$$\text{где } i_0 = 2i_{\text{я}} - i_{\text{дм}}. \quad (7)$$

Подставив (7) в (6), можно записать:

$$u_{\text{я}} = u_{\text{п}}t'_3; \quad u'_{\text{я}} = t'_3. \quad (8)$$

Из выражения (8) следует, что в режиме непрерывных токов (если пренебречь потерями в схеме), напряжение на якоре не зависит от нагрузки.

Значение  $i'_{\text{дм}}$  для данного режима определяется как сумма токов конденсатора и якоря:

$$i_{\text{дм}} = e^{-bt_3} \left[ \left( (u_{\text{п}} - u_{\text{я}}) / L\omega - (i_{\text{я}} - i_0)b / \omega \right) \times \right. \\ \left. \times \sin \omega t_3 + (i_{\text{я}} - i_0) \cos \omega t_3 \right] + i_{\text{я}}$$

или

$$i'_{\text{дм}} = \frac{e^{-bt_3} \left[ R(1 - t'_3) \sin \omega t_3 / L\omega - i'_{\text{я}} \times \right. \\ \left. 1 - e^{-bt_3} (b \sin \omega t_3 / \omega - \cos \omega t_3) \right] \times \\ \left. \times (b \sin \omega t_3 / \omega - \cos \omega t_3) \right] + i'_{\text{я}}}{\rightarrow}$$

Расчет требуемой емкости конденсатора  $C$  производится из условий допустимой амплитуды пульсаций напряжения  $D$  для данного типа конденсаторов.

В точке 1 (рис.1, в) напряжение  $U_{\text{я}}$  минимально и равно  $U_{\text{я.ср}} - \Delta$ . В точке 2  $U_{\text{я}}$  максимально и равно  $U_{\text{я.ср}} + \Delta$ . В интервале 1-2 конденсатор заряжается порцией энергии

$$W_3 = 0,5C \left[ (u_{\text{я.ср}} + \Delta)^2 - (u_{\text{я.ср}} - \Delta)^2 \right]. \quad (11)$$

Энергия

$$W_3 = 0,5Qu_{\text{я}}, \quad (12)$$

причем заряд  $Q$  можно выразить через площадь треугольника с вершинами 1, 2, 3. Для режимов прерывистых и непрерывных токов соответственно:

$$Q_{\text{прер}} = 0,5(t_3 + t_x)(i_{\text{дм}} - i_{\text{я}})^2 / i_{\text{дм}}; \quad (13)$$

$$Q_{\text{непрер}} = 0,25(t_3 + t_p)(i_{\text{м}} - i_{\text{я}}). \quad (14)$$

Из (11) и (12) следует:

$$C \geq Qu_{\text{я}} / \left[ (u_{\text{я.ср}} + \Delta)^2 - (u_{\text{я.ср}} - \Delta)^2 \right]. \quad (15)$$

Значение  $Q$  в выражении (15) следует брать наибольшим при наименьшем из требуемых значений  $U_{я}$  и граничном значении тока  $i_{я.гр}$ .

Как видно из выражений (14) и (15), емкость  $C$  тем меньше, чем меньше  $T_{к}$ . При непосредственном подключении якоря двигателя к конденсатору  $S$  вторым критерием выбора  $T_{к}$  является требуемое ограничение пульсаций якорного тока

$$T_{к} \leq (0,2 \div 0,3) T_{эл.дв.},$$

где  $T_{эл.дв.}$  — электромагнитная постоянная якорной цепи.

Минимальный  $T_{к}$  ограничивается частотными свойствами ключа и потерями при его переключениях.

Индуктивность  $L$  выбирается с учетом ограничения амплитуды первого пика тока (при включении схемы). Для этого первого периода коммутации можно записать:

$$u_{я} = 0; i_{я} = 0; M = 0; e^{-bt_3} \approx 1;$$

$$\sin \omega t_3 \approx \omega t_3.$$

Тогда можно приближенно преобразовать выражение (2)

$$i'_{дт} = RK \approx u_{п} t_3 / L; \quad L \geq u_{п} t_3 / i_{доп.кл}, \quad (16)$$

где  $i_{доп.кл}$  — максимально допустимый ток ключа.

Вторым условием выбора  $L$  является желательное значение  $i'_{я.гр}$ , начиная с которого характеристика  $u'_{я}(i'_{я})$  становится "жесткой".

Выражения (16) с учетом (5) можно преобразовать:

$$i'_{дт} = 2i'_{я.гр} \approx i_{к} t_3 T_{к} / T_{д}.$$

Следовательно, чем больше  $T_{д}$  (и соответственно  $L$ ) при выбранном  $T_{к}$ , тем меньше  $i'_{я.гр}$ . На рис.2 приведены характеристики  $u'_{я}(i'_{я})$  для различных значений  $T_{к}/T_{д}$  и  $t'_3$ .

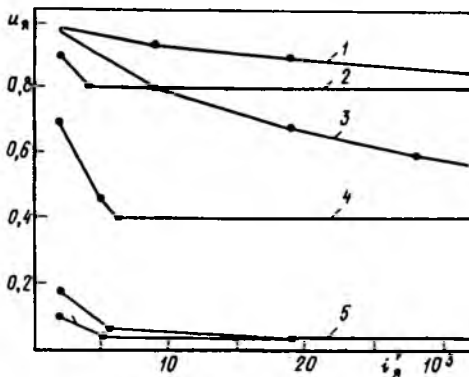


Рис.2 Характеристики  $u'_{я}(i'_{я})$  для  $T_{к}/T_{д}=0,5$  (1, 3, 5) и  $T_{к}/T_{д}=0,05$  (2, 4, 6)

1, 2 —  $t'_3 = 0,8$ ; 3, 4 —  $t'_3 = 0,4$ ; 5, 6 —  $t'_3 = 0,04$ .

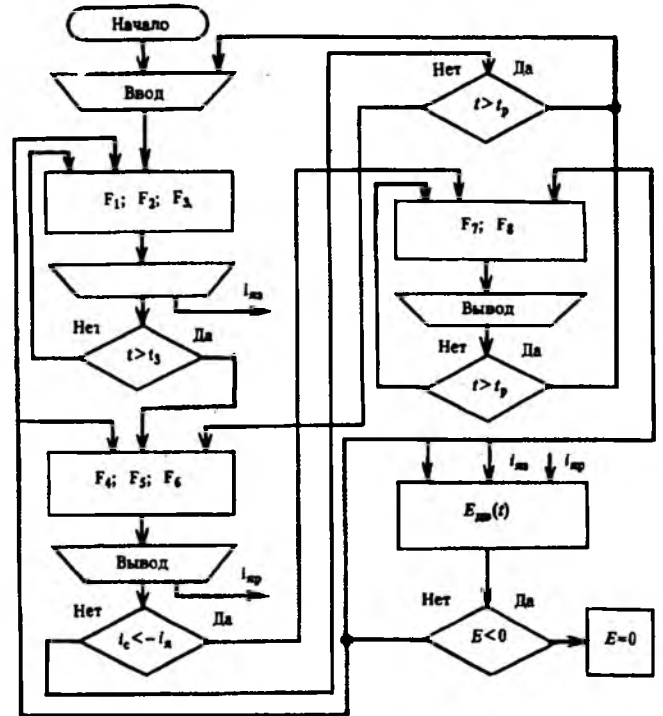


Рис.3. Алгоритм расчетов и исследований переходных и квазиустановившихся процессов в схеме

При неизменных  $i_{к}$  и  $T_{к}/T_{д}$  максимум  $i_{я.гр}$  наступает при  $t'_3 \approx 0,5$ .

Моделирование переходящих и квазиустановившихся процессов в рассматриваемой схеме можно выполнить на ПЭВМ, используя разработанный алгоритм, приведенный на рис.3. Интегрирование нижеприведенных дифференциальных уравнений выполнено по методу Рунге-Кутты.

В интервале  $t_3$  электромагнитные процессы описываются уравнениями:

$$F_1 = du_{я} / dt = i_{с} / C;$$

$$F_2 = di_{с} / dt = u_{п} / L + i_{я}(1 / T_{я} - 1 / T_{д}) - i_{с} / T_{д} - u_{с}(1 / L_{я} + 1 / L) + E / L_{я};$$

$$F_3 = di_{я} / dt = (u - E) / L_{я} - i_{я} / T_{я},$$

где  $L_{я}$  и  $T_{я}$  — индуктивность и электромагнитная постоянная двигателя;  $E$  — ЭДС.

В конце интервала  $t_3$  автоматически начинаются вычисления параметров схемы на интервале  $t_p$ , с помощью уравнений:

$$F_4 = du_{я} / dt = i_{с} / C;$$

$$F_5 = di_{с} / dt = i_{я}(1 / T_{д} + 1 / T_{я}) + i_{с} / T_{д} + u_{с}(1 / L - 1 / L_{я}) + E / L_{я};$$

$$F_6 = di_{\text{я}} / dt = (u_{\text{я}} - E) / L_{\text{я}} - i_{\text{я}} / T_{\text{я}}.$$

Так как электромеханические процессы (и связанная с ними ЭДС  $E$ ) протекают медленнее электромагнитных, можно выбрать достаточно малый шаг интегрирования, при котором  $E$  меняется незначительно и квазилинейно. Тогда с целью упрощения алгоритма, шаговое приращение можно определить из выражения

$$\Delta E = \left[ 0,5c_{\text{м}}(i_{\text{я.з}} + i_{\text{я.р}}) - M_{\text{ст}} \right] c_E T_{\text{к}} / J,$$

где  $C_{\text{м}}$ ,  $C_E$  — конструктивные коэффициенты двигателя;

$i_{\text{я.з}}$ ,  $i_{\text{я.р}}$  — токи якоря в конце интервалов  $t_2$  и  $t_3$ ;

$J$ ,  $M_{\text{ст}}$  — момент инерции двигателя и механизма, приведенный к оси двигателя, и момент нагрузки на валу.

Для исключения в решении мнимых отрицательных значений (при токах якоря меньше тока трогания) в алгоритм введено дополнительное условие: "если  $E < 0$ , то  $E = 0$ ".

Для учета нелинейности, обусловленной диодом  $D$  при которой исключается разряд конденсатора через дроссель, введено дополнительное условие: "если  $i_c < i_{\text{я}}$ , то вместо уравнений  $F_4$ ,  $F_5$ ,  $F_6$  решаются уравнения  $F_7$  и  $F_8$

$$F_7 = du_{\text{я}} / dt = -i_{\text{я}} / c;$$

$$F_8 = di_{\text{я}} / dt = (u_{\text{я}} - E) / L_{\text{я}} - i_{\text{я}} / T_{\text{я}}.$$

После завершения интегрирования на интервале  $t_2$  автоматически начинается интегрирование на следующем интервале  $t_3$  с использованием полученных значений  $E$ ,  $u_{\text{я}}$ ,  $i_c$  и  $i_{\text{я}}$  в качестве начальных условий.

Моделирование в соответствии с приведенной программой показывает, что время пуска до достижения квазиустановившегося процесса с заданными значениями  $E$ ,  $i_{\text{я}}$ ,  $u_{\text{я}}$  увеличивается с увеличением  $L$ .

Процесс нарастания  $u_{\text{я.ср}}$  при пуске имеет экспоненциальный характер с наложением на него медленно затухающих колебаний периодом

$$T_{\text{кол}} \approx (2,2 \div 2,4) \pi \sqrt{LC}.$$

Аналогичные колебательные процессы возникают при резком изменении нагрузки. Амплитуда колебаний может быть уменьшена с помощью обратной связи по  $u_{\text{я}}$ . Регулятор тока ограничивает до требуемого значения ток дросселя.

#### Список литературы

Шпиглер Л.А. Исследование системы импульсный источник питания — транзисторный электропривод // Электромашиностроение и электрооборудование: Республиканский межведомственный научно-технический сборник. 1991. Вып. 45. С. 3-8.

## СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

В.А.АТАНОВ, Г.С.БРИТОВ, кандидаты техн.наук

Электроприводы являются неперенным элементом самых различных систем управления для реализации управляющих воздействий на объект управления. Поэтому организация контроля за работой электроприводов как при их изготовлении, так и в процессе эксплуатации — важная и актуальная задача.

Для ее решения следует учитывать, что электропривод является динамической системой, математическая модель которой строится и исследуется в процессе разработки. Достаточно уверенно можно утверждать, что математическая модель электропривода является линейной в пределах одного рассматриваемого режима. Выделим следующие режимы, сохраняющие линейность модели:

разгон электропривода;

рабочий ход отработки управляющих воздействий;

торможение вплоть до остановки.

В процессе контроля электропривода выясняется насколько реальный привод соответствует расчетной математической модели. Указанную проверку следует проводить в каждом из трех режимов работы электропривода.

В [1] был описан метод контроля электропривода, который использует его математическую модель, но не требует полной реализации модели. Для контроля строится блок диагностирования, который, как и электропривод, является динамической системой, но имеет существенно меньший порядок.

Однако для внедрения такого метода в систему контроля электроприводов необходимо заранее знать математическую модель проверяемого электропривода. Значит, в системе контроля должна быть предусмотрена идентификация параметров блока диагностирования, выполняемая в трех указанных режимах работы электропривода.

После установки блока диагностирования в нужный режим можно осуществить контроль электропривода, используя результаты работы блока диагностирования для принятия решения о качестве функционирования электропривода. Если он проходит приемо-сдаточные испытания на стенде, то система контроля осуществляет тестовые проверки для наиболее полного выявления всех возможных дефектов. Если электропривод находится в эксплуатации, то система контроля осуществляет проверку правильности функционирования непрерывно в процессе работы электропривода в системе управления.

Такая универсальность системы контроля объясняется тем, что используемый метод контроля основан на алгебраическом инварианте динамических систем. Поэтому при любых входных воз-

действиях (тестовых или рабочих) алгебраический инвариант сохраняется нулевым. Блок диагностирования реализует алгебраический инвариант математической модели электропривода.

порядка для получения алгебраического инварианта

$$\Delta t = \sum_{i=1}^n \beta_i u_i(t) + \int_0^t \left[ \left( \sum_{i=1}^n \alpha_i u_i(\tau) \right) - \gamma \Delta \right] d\tau,$$

где  $u_i, i=1, n$  — сигналы, снимаемые с контрольных точек электропривода;  $\alpha_i, \beta_i$  — параметры блока диагностирования, зависящие от параметров математической модели электропривода;  $\gamma$  — коэффициент стабилизации блока диагностирования.

Сигнал  $\Delta$  должен сохраняться в допустимых пределах, определяемых инструментальными погрешностями элементов электропривода:

$$abs(\Delta) \leq \epsilon.$$

Обратимся к задаче идентификации параметров блока диагностирования ( $\alpha_i, \beta_i$ ). Принимаем коэффициент стабилизации  $\Delta=0$ . Теоретическое значение алгебраического инварианта будет следующим

$$\sum_{i=1}^n \beta_i u_i(t) + \sum_{i=1}^n \alpha_i v_i(t) = 0,$$

где  $v_i(t)$  — интегралы сигналов;

$$V_i(t) = \int_0^t u_i(\tau) d\tau.$$

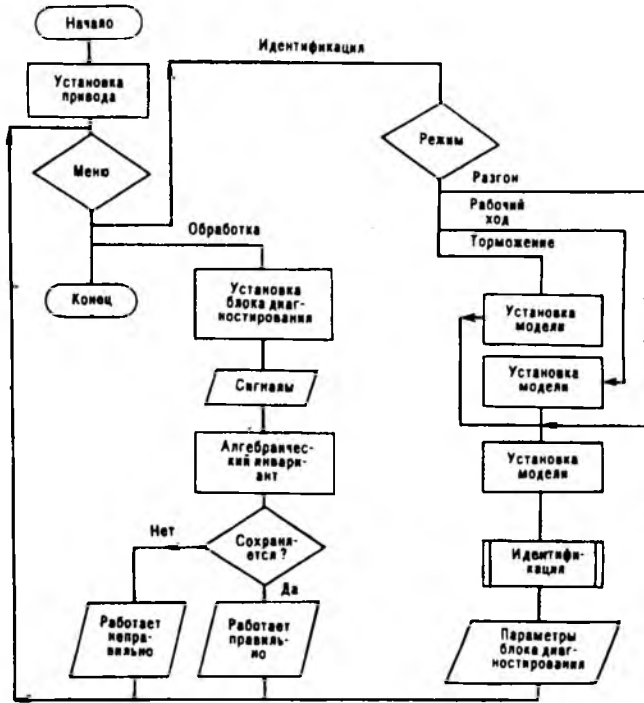


Рис. 1. Схема алгоритма системы контроля

На рис. 1 показан алгоритм системы контроля. С помощью МЕНЮ предусмотрены три варианта работы. Вариант ИДЕНТИФИКАЦИЯ позволяет определить параметры блока диагностирования в трех режимах: РАЗГОН, РАБОЧИЙ ХОД и ТОРМОЖЕНИЕ. Вариант ОБРАБОТКА связан с процедурой контроля, которая состоит в соответствующей обработке реальных сигналов электропривода согласно методу [1]. По сохранению алгебраического инварианта принимается решение о правильном функционировании электропривода.

Требуется, зная сигналы ( $u_i$ ), вычисляя интегралы ( $v_i$ ), определять ( $\alpha_i, \beta_i$ ). Решить эту задачу можно различными способами. Используем метод отсчетов [2].

Сделаем  $N > 2n$  отсчетов сигналов электропривода в моменты времени  $t_1, \dots, t_N$ . Получим последовательность ( $u_i(t_j)$ ) при  $i = \overline{1, n}; j = \overline{1, N}$ . Вычислим интегралы ( $v_i(t_j)$ ) и получим систему  $N$ -уравнений с  $2n$  неизвестными

$$\sum_{i=1}^n \beta_i u_i(t_j) + \sum_{i=1}^n \alpha_i v_i(t_j) = 0, \quad j = \overline{1, N}.$$

Полученная система уравнений идентификации может иметь решение в случае, если у  $(N \times 2n)$ -матрицы  $[U, V]$  есть нулевые сингулярные числа  $\lambda_1, \dots, \lambda_k$ . Тогда решение системы уравнений идентификации имеет вид суммы сингулярных векторов  $C_1, \dots, C_k$ , соответствующих этим сингулярным числам:

$$\begin{bmatrix} \beta \\ \alpha \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^k C_i.$$

В этом случае глубина диагностирования достаточна для выявления ошибок во всех блоках электропривода. Отсутствие нулевых сингулярных чисел у матрицы  $[U, V]$  означает невозможность осуществить идентификацию, а значит, и диагностирование рассматриваемым методом. Алгоритм идентификации показан на рис.3.

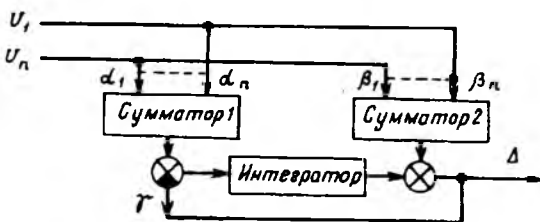


Рис. 2. Схема обработки сигналов электропривода

На рис.2 показана схема обработки сигналов электропривода, построенного из звеньев первого



Рис. 3. Схема алгоритма идентификации параметров блока диагностирования

Сингулярный вектор прямоугольной матрицы  $C \in \{C_i\}, i = \overline{1, k}$  определяется здесь как решение уравнения [2]

$$[U, V]^1 [U, V] \begin{bmatrix} x' \\ x'' \end{bmatrix} = 0.$$

Отсюда получаем уравнение

$$Ux' + Vx'' = 0.$$

Если требуемый сингулярный вектор существует, то

$$x' = \beta, \quad x'' = \alpha.$$

Следовательно, задача идентификации параметров блока диагностирования сводится к задаче линейной алгебры.

Отсюда уравнение в матричной форме имеет вид

$$U\beta + V\alpha = 0,$$

где  $U = [U_i(t_j)] - (N \times n)$  — матрица отчетов сигналов;  $V = [V_i(t_j)] - (N \times n)$  — матрица вычисленных интегралов от сигналов на интервале  $[t_1, t_N]$ ;  $(\beta-n)$ -мерный вектор параметров на выходе интегратора;  $(\alpha-n)$ -мерный вектор параметров на выходе интегратора (рис.2).

Реализовать систему контроля электроприводов целесообразно с помощью персональной ЭВМ, например, IBM-PC — совместимой. При этом могут быть использованы разнообразные программные средства как при отладке системы, так и при ее эксплуатации. Ввод сигналов  $u_i(t)$  может осуществляться с помощью магнитного носителя (магнитный диск, магнитная лента), где имеется файл

данных, или с помощью модуля аналоговых сигналов.

Результаты работы системы контроля следует оформлять с использованием графических возможностей машины. Целесообразно вывести на экран график  $D(t)$  и указатели точек, где происходит превышение допуска. Отдельно вывести результат диагностирования (рис.4).

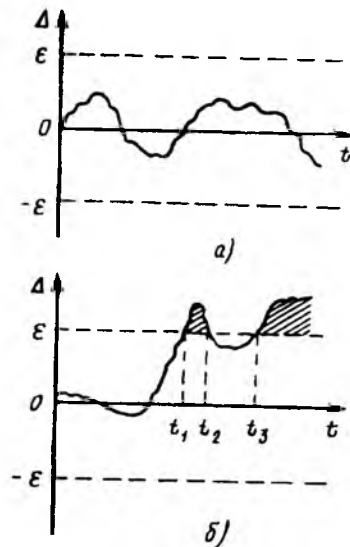


Рис. 4. Оформление результатов диагностирования:

а — отклонение  $|\Delta|$  в пределах допуска  $|\epsilon|$ , электропривод функционирует правильно; б — отклонение  $|\Delta|$  выходит за пределы допуска  $|\epsilon|$ , электропривод функционирует неправильно

Контроль при приемо-сдаточных испытаниях электропривода проводится следующим образом:

1. Испытывают несколько электроприводов, выбирают правильно функционирующий привод и принимают его за эталонный.

2. С помощью системы контроля делают идентификацию параметров блока диагностирования для эталонного экземпляра во всех режимах.

3. Устанавливают в системе контроля найденные параметры блока диагностирования.

4. С помощью системы контроля обрабатывают сигналы всех электроприводов партии, фиксируя результаты диагностирования при всех режимах.

Непрерывный контроль электропривода в рабочих условиях осуществляется следующим образом:

1. С помощью системы контроля проводят идентификацию параметров блока диагностирования во всех режимах.

2. Устанавливают в системе контроля найденные параметры блока диагностирования.

3. С помощью системы контроля обрабатывают сигналы в режимах РАЗГОН, РАБОЧИЙ ХОД, ТОРМОЖЕНИЕ.

Результаты диагностирования фиксируются непрерывно.

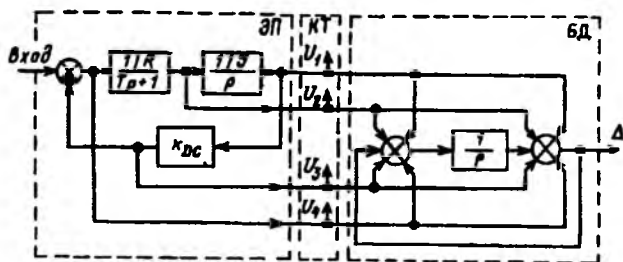


Рис. 5. Схема системы контроля электропривода

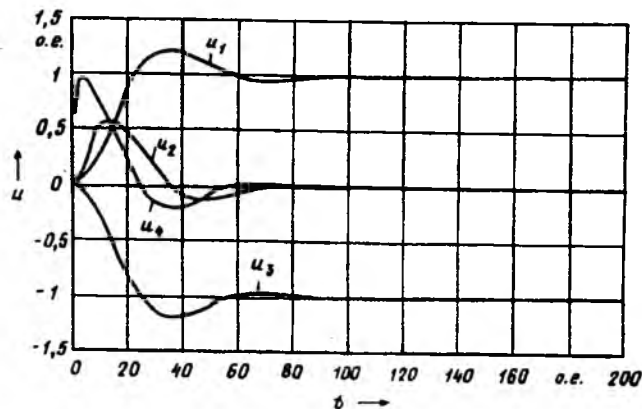


Рис. 6. Реакция электропривода на единичный скачок при номинальных параметрах привода

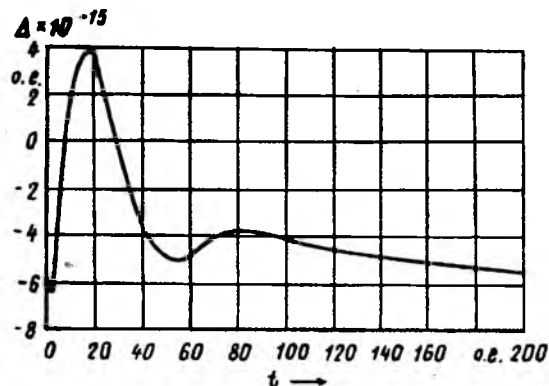


Рис. 7. Реакция блока диагностирования при номинальных параметрах электропривода

Рассмотрим пример диагностирования простейшего привода. На рис.5 даны структурные схемы электропривода ЭП, блока диагностирования БД и контрольные точки КТ.

Реакции привода с номинальными параметрами на единичный скачок входного воздействия даны на рис.6,7. Значение  $\Delta(t)$  пренебрежимо мало, электропривод функционирует правильно.

#### Список литературы

1. Атанов В.А., Бритов Г.С. Непрерывный контроль электроприводов//Электротехника. 1991. N 4. С.55-58.
2. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. М.: Наука, 1967.

## ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

УДК 621.78.062.3.002.2

### МАЛОГАБАРИТНАЯ КАМЕРА СГОРАНИЯ

А.И.БЫКОВ, инж., С.З.ВАСИЛЬЕВ, И.И.МАЕРГОЙЗ, кандидаты техн.наук, В.Г.НОСАЧ, доктор техн.наук, П.П.ПОЛЕВОЙ, канд.техн.наук, В.И.РОДИОНОВ, инж.

ВНИИЭТО, ИТТФ АН Украины

Интенсификация тепловых процессов в большинстве энергетических и технологических агрегатов связана с повышением начальных параметров рабочего тела, что обычно приводит к увеличению тепловых потерь через ограждающие поверхности аппаратов, в которых происходят теплотехнологические процессы. В последнее время появилось большое количество работ и технических решений, направленных на снижение тепловых потерь через ограждающие поверхности агрегатов, при этом важная роль отводится защите конструкций от теплового и химического воздействия среды реагирующих веществ.

Уменьшить теплопотери и защитить рабочие поверхности от разрушения можно путем создания более совершенных термически и химически стойких материалов, однако осуществление этого процесса связано с большими материальными затратами и техническими трудностями.

В институте технической теплофизики (ИТТФ) АН Украины разработан новый метод термохимической защиты (ТХЗ) топливоиспользующих устройств вдувом газозвушных смесей через ограждающие пористые поверхности. Для осуществления этого метода камера сгорания выполнена в виде замкнутой полости с отверстием для выхода продуктов сгорания. Стенки камеры сгорания изготавливаются из крупнопористого огнеупора. Пористая структура образуется зернами огнеупорного материала диаметром 2-3 мм, скрепленными небольшим количеством связки. Такая керамика по своей структуре близка к структуре слоя монодисперсных частиц, имеет малое гидравлическое сопротивление и практически не засоряется при продувании через нее смеси природного газа с воздухом, забираемым снаружи помещений.

Сущность способа термохимической защиты состоит в том, что через выполненные из пористого огнеупора ограждения теплотехнологических камер сгорания подается газозвушная смесь. При прохождении через пористые стенки газозвуш-



ная смесь охлаждает их и хорошо перемешивается, что обеспечивает высокую степень выгорания газа в малом объеме. Удельный расход смеси через пористые стенки устанавливается таким, чтобы зона горения находилась вблизи от поверхности стенки, но не касалась ее. При таком режиме температура внутренней поверхности стенки камеры сгорания не выходит за пределы 300-900 К, а температура наружной поверхности пористой стенки не превышает начальную температуру газовой смеси. Из-за отсутствия тепловых потерь через ограждения температура горения приближается к адиабатической, поэтому резко возрастают скорость и степень выгорания топлива в реакционном объеме. Это позволяет решить задачу создания малогабаритных камер сгорания, использование которых дает возможность существенно уменьшить расход материалов на изготовление и площади, занимаемые установками для получения контролируемых атмосфер, а также повысить КПД камеры сгорания.

Повышение эффективности использования топливно-энергетических ресурсов определяется как дальнейшим развитием и совершенствованием производства энергии и энергоносителей, так и коренным улучшением использования топлива, энергии, теплоты в различных отраслях народного хозяйства. Энергосбережение приобретает особенно важное значение для отраслей промышленности, основанных на теплотехнологии, во многих случаях характеризуемых большой энергоемкостью и относительно низким уровнем использования топлива.

КПД камеры сгорания  $\eta = 1 / (1 + \frac{Q_{o.c.}}{Q_M})$ . Зависимость КПД теплоиспользующей установки от соотношения  $Q_{o.c.}/Q_M$  (где  $Q_{o.c.}$  — полный тепловой поток в окружающую среду через ограждения технологической камеры;  $Q_M$  — теплопоглощение обрабатываемых материалов, в данном случае экзогаза) показывает, что даже полное использование теплоты уходящих газов может оказаться при  $(Q_{o.c.}/Q_M) > 1$  недостаточным средством увеличения КПД и, как следствие, экономии топлива. Снижение  $Q_{o.c.}/Q_M$  в этом случае может дать результаты по увеличению КПД, соизмеримые или равные результату от глубокой регенерации тепла. Зависимость КПД топливоиспользующей установки от соотношения  $Q_{o.c.}/Q_M$  для 100%-ного использования теплоты уходящих газов приведена на рис.1.

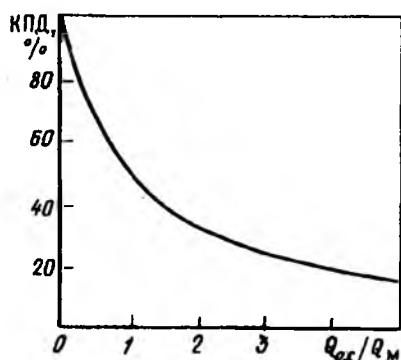


Рис. 1. Зависимость КПД топливоиспользующей установки от тепловых потерь через ограждения.

В существующих установках для получения экзогаза при кирпичной футеровке топочных камер  $Q_{o.c.}/Q_M > 1,5$ . Поэтому разработку и освоение методов и технических решений, обеспечивающих снижение потерь теплоты через ограждения топливоиспользующих устройств, можно включить в ряд важнейших проблемных задач.

Другой важнейшей технической задачей является уменьшение габаритов технологического оборудования и затрат материала на его изготовление. Применительно к установкам для получения контролируемых атмосфер решение этой задачи связано с необходимостью увеличения теплонапряженности реакционного объема, что приводит к росту рабочей температуры ограждающих поверхностей. Следовательно, задача создания малогабаритных камер сгорания требует одновременного решения проблем защиты ограждающих поверхностей от теплового и химического разрушения продуктами сгорания.

Сопоставление основных конструктивных данных малогабаритной камеры сгорания производительностью  $125 \text{ м}^3/\text{ч}$  экзогаза с аналогичными показателями существующей камеры такой же производительности показывает, что длина нового устройства в 3,5 раза, диаметр в 2,7 раза, а масса в 30 раз меньше, что дает возможность существенно уменьшить габариты и затраты материалов на изготовление газоприготовительных установок.

При исследовании моделей камер сгорания определялось влияние удельного вдува через пористые стенки камеры сгорания на эффективность ее термохимической защиты и качество полученного экзогаза. Наиболее достоверные выводы об эффективности термохимической защиты стенок камеры сгорания можно сделать, определив пределы ее устойчивой работы. Результаты экспериментальных исследований пределов устойчивости моделей приведены на рис.2. Сплошные линии соответствуют моделям диаметром 40 мм, штриховые — моделям диаметром 100 мм. Было установлено, что при увеличении диаметра камеры сгорания с 40 до 100 мм существенного изменения пределов устойчивости не наблюдается, что позволяет использовать результаты, полученные при определении оптимальных значений удельного вдува смеси на моделях, для конструкторской разработки промышленной камеры сгорания.

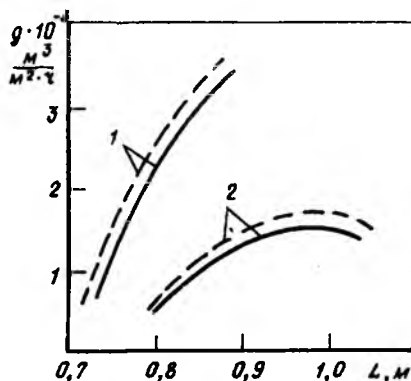


Рис. 2. Пределы устойчивости моделей диаметром 40 и 100 мм: 1 — граница отрыва пламени; 2 — граница проскока

Из данных рис.2 следует, что область устойчивых режимов сужается по мере снижения удельного вдува. Так, при  $g > 1700 \text{ м}^3/(\text{м}^2 \cdot \text{ч})$  работа камеры сгорания ограничена только отрывом пламени (верхние кривые), а при меньших значениях  $g$  появляется возможность проскока пламени при длительной работе камеры сгорания в запредельной области, ограниченной кривыми проскока (нижние кривые). Для предотвращения проскока и срыва пламени рекомендуется при внедрении камеры сгорания с ТХЗ на газоприготовительных установках использовать режимные карты, устанавливающие рекомендуемые пределы значения  $\alpha = f(g)$ . Учитывая также, что эти пределы в некоторой мере зависят от размеров камеры сгорания, такие режимные карты целесообразно разрабатывать для конкретных типоразмеров камер.

Для определения качества экогаза, получаемого в малогабаритных камерах сгорания, было определено содержание в нем следов метана и кислорода при различных значениях удельного вдува и коэффициента расхода воздуха  $\alpha$ .

Снижение  $g$  при  $\alpha < 1$  приводит к уменьшению содержания следов метана и кислорода на выходном участке камеры сгорания, а при  $g < 2000 \text{ м}^3/(\text{м}^2 \cdot \text{ч})$  и  $\alpha < 0,95$  содержание метана менее 0,001%, содержание кислорода меньше 0,0025%. С уменьшением коэффициента расхода воздуха  $\alpha$  также наблюдается снижение содержания следов метана и кислорода на выходе из камеры сгорания.

Анализ экспериментальных данных показывает, что расчетное значение удельного вдува следует принять в пределах  $g = 1700 \div 2000 \text{ м}^3/(\text{м}^2 \cdot \text{ч})$ .

В результате анализа проб продуктов неполного сгорания установлено, что содержание окислов азота  $\text{NO}_x$  находится в пределах 40-100 мг/м<sup>3</sup>, при этом меньшие значения содержания  $\text{NO}_x$  соответствовали на каждом режиме минимальному значению  $\alpha$ . Малое содержание вредных окислов азота (в 3-5 раз меньше аналогичных показаний камер сгорания других типов) также является важным преимуществом создаваемого типа камер сгорания с ТХЗ.

#### Список литературы

Ключников А.Д. Энергетика теплотехнологии и вопросы энергосбережения. М.: Энергоатомиздат, 1986.

УДК [621.745.35:621.365.2]. 002.2

## ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЖИМА ПЛАВКИ ЦИРКОНИЕВОГО ЭЛЕКТРОКОРУНДА

А.А. ПЕДРО, канд. техн. наук

Циркониевый корунд получают плавкой в электропечи предварительно подготовленной шихты методом "на выпуск" с последующим интенсивным охлаждением расплава на водоохлаждаемых валках

(кристаллизаторах) или на пластинчатом кристаллизаторе. Состав шихты на плавку, мас. %: шлифзерно нормального электрокорунда — 60—70, диоксид циркония — 25—30, диоксид титана — 5. Перед выпуском на колошник засыпается порошок алюминия в количестве 1% от массы загруженной шихты, который будучи сильным восстановителем, создает защитную среду над зеркалом расплава. В противном случае примеси азота и углерода, имеющиеся в расплаве, вступая во взаимодействие с кислородом воздуха, приводят при разливке к образованию газовых полостей в корунде, ухудшающих качество получаемого продукта.

В отличие от восстановительной плавки нормального электрокорунда процесс получения циркониевого корунда является рудоплавильным. При плавлении происходит растворение более тугоплавкого  $\text{ZrO}_2$  в высокоглиноземистом расплаве. В процессе охлаждения на кристаллизаторе расплава, имеющего первоначальную температуру 2150—2250°C, сначала кристаллизуется корунд (2050°C). При дальнейшем снижении температуры до 1850—1870°C происходит кристаллизация  $\text{ZrO}_2$  и остатков корундового расплава с образованием корундобадделеитовой эвтектики. Охлажденный материал подвергается обычной обработке: дроблению, измельчению и рассеиванию с получением шлифзерна необходимого номера, обычно № 100 и 320.

Циркониевый электрокорунд плавится в трехфазной печи мощностью 4,5 МВ · А с графитированными электродами. Процесс носит периодический характер, выпуск расплава производится после выработки определенного количества электроэнергии.

Плавление шихты происходит при развитой электрической дуге. Высокие температуры и восстановительный характер дуги оказывают весьма значительное воздействие на шихту и продукт плавки. Так, в зоне ее горения могут образовываться не только пары оксидов, но и большие количества газообразных субоксидов  $\text{AlO}$ ,  $\text{Al}_2\text{O}$ ,  $\text{SiO}$ , а также паров металлов, прежде всего таких как кальций, магний и алюминий. Покинув зону горения дуги, субоксиды и пары металлов практически полностью окисляются с образованием твердых мелкодисперсных частиц оксидов. Эти частицы совместно с механическим уносом шихтовых материалов являются причиной образования пыли при плавке циркониевого электрокорунда. Увеличение количества пыли ведет к перегрузке электрофильтров и потере шихты. Количество и состав пыли, таким образом, зависят от степени развития электрической дуги.

В то же время чрезмерное заглубление электрода в расплав ведет к восстановлению оксидов  $\text{Al}$ ,  $\text{Zr}$ ,  $\text{Si}$ . В результате образующийся металлический сплав, имея низкую плотность, при выпуске попадает в целевой продукт, ухудшая тем самым его качество. Кроме того, при высоких температурах, сопровождающих горение дуги, расплав насыщается азотом, что увеличивает вероятность образования пористой структуры при его кристаллизации. Это также ухудшает качество получаемого корунда.

Электрическая дуга, сопротивление которой шунтировано сопротивлением плавящейся ших-

ты, горит между электродом и расплавом. Горение дуги носит закрытый характер, что предохраняет водоохлаждаемый свод от перегрева.

Шихта для получения циркониевого электрокорунда по сравнению с  $\alpha$  или  $\gamma$ -глиноземом, применяемым при производстве белого электрокорунда, обладает гораздо меньшей сыпучестью. Это налагает определенные особенности на характер плавки циркониевого электрокорунда. В период освоения технологического процесса основная масса шихты по аналогии с процессом получения нормального электрокорунда загружалась в печь одновременно. При такой загрузке шихта проплавлялась в первую очередь вблизи электродов — вокруг них и, обладая недостаточной сыпучестью, плохо сходила в образующиеся "колодцы". В результате интенсивность плавления шихты уменьшалась, а образовавшийся ранее расплав перегревался. Вследствие перегрева его сопротивление падало, электроды "выходили" из него, что способствовало развитию дугового режима, после чего происходило проплавление колошника. С появлением открытого зеркала расплава начинал перегреваться свод печи. Для предохранения свода от разрушения обычно переключали печной трансформатор на пониженное напряжение — со второй ступени на третью (таблица).

#### Характеристика печного трансформатора

Мощность, кВт · А	Ступень напряжения	Низкая сторона		Высокая сторона	
		U, В	I, А	U, В	I, А
4500	1	178	14600	10500	248
4500	2	149	17400	10500	248
4500	3	138	20300	10500	248
4500	4	112	23200	10500	248
3580	5	69	23200	10500	196

Однако переход на пониженное напряжение вызывал сильное падение  $\cos\varphi$  до 0,7—0,75 (вследствие большого индуктивного сопротивления короткой сети) и падение полезной мощности. Попытка увеличить мощность путем еще большего заглубления электродов в расплав вызывала дальнейшее падение  $\cos\varphi$ , к тому же начинали развиваться нежелательные восстановительные реакции. Последнее подтверждалось наличием в конечном продукте свободных Zr, Fe и даже Ca.

Таким образом, как показала практика освоения технологического процесса получения циркониевого электрокорунда, развитие электродугового режима в печи имеет оптимальный характер. Дуга должна гореть под закрытым колошником, и только перед выпуском возможно проплавление колошника для предупреждения попадания непроплавившейся шихты вместе с расплавом на кристаллизатор.

Для определения связи электротехнологических показателей процесса плавки в первую очередь

с производительностью печи и удельным расходом электроэнергии был использован освоенный на Челябинском абразивном производственном объединении метод оценки степени развития электрической дуги с помощью постоянной составляющей фазного напряжения ( $U_{п.с.}$ ), возникающей при горении дуги и являющейся следствием так называемого вентильного эффекта дуги переменного тока.

Известно, что при определенных условиях электрическая дуга переменного тока обладает выпрямляющим, т.е. вентильным эффектом, который проявляется в том, что в один полупериод падения напряжения на дуге меньше, чем в соседних [1]. В полупериод, когда катодом является электрод с большей работой выхода электронов или с меньшей температурой катодного пятна, т.е. в конечном итоге с меньшей плотностью термоэмиссионного тока, уменьшается электронная составляющая тока и отношение квантовых статистических весов ионов и атомов (молекул) в столбе дуги. В результате в этот полупериод уменьшаются степень ионизации дугового промежутка, плотность тока в столбе дуги и возрастает градиент потенциала в нем. Постоянная составляющая напряжения дуги переменного тока определяется, таким образом, разностью градиентов напряжения в столбе дуги в соседних полупериодах и ее длиной [2].

На использовании вентильного эффекта горения дуги переменного тока основан способ определения момента выпуска расплава корунда, внедренный на Челябинском абразивном производственном объединении. Выпуск производится по достижении постоянной составляющей заданного значения, характеризующего степень развития дуги, т.е. в конечном итоге электропроводность и состав расплава [3].

Определение напряжения ( $U_{п.с.}$ ) производится с помощью специального низкочастотного фильтра, вход которого включен параллельно одному из фазных вольтметров, а выход — к регистрирующему милливольтметру КСП-3.

Измерения по аналогичной схеме производились и на печи для получения циркониевого электрокорунда. Эти измерения показали, что напряжение  $U_{п.с.}$  в течение плавки большей частью растет, нередко достигая весьма больших значений (10-15 В). При одной и той же загрузке с увеличением очередного значения  $U_{п.с.}$  растет продолжительность плавки. Это обычно происходило, когда при раннем проплавлении колошника в районе того или иного электрода во избежание перегрева свода печной трансформатор переключался на пониженное напряжение. Одновременно с вскрытием колошника и развивался вентильный эффект, вызванный большей температурой катодного пятна на электроде по сравнению с температурой катодного пятна на расплаве. Направление  $U_{п.с.}$  было от электрода к расплаву, т.е. знак "+" находился на электроде. С дальнейшим развитием дуги возрастал и вентильный эффект, т.е. увеличивалось значение  $U_{п.с.}$ .

Подгрузка шихты в "колодцы" вызывала уменьшение либо вообще прекращение вентильного эффекта. Перемещения электродов также сопровождалось изменениями вентильного эффекта: при подъеме электродов значение  $U_{п.с.}$  увеличивалось, при опускании — уменьшалось.

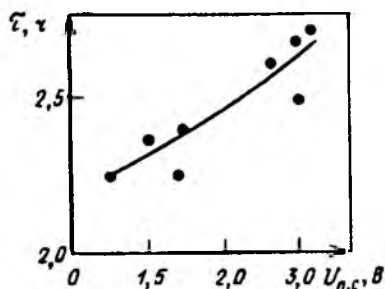


Рис. 1. Зависимость продолжительности плавки циркониевого электрокорунда от постоянной составляющей фазного напряжения  $U_{п.с}$

Обработка большого количества диаграмм с записями изменения  $U_{п.с}$  позволила определить зависимость продолжительности плавки, средней потребляемой мощности и удельного расхода электроэнергии от среднего содержания составляющей  $U_{п.с}$  в фазном напряжении (рис. 1 — 3). Как следует из графиков, увеличение среднего содержания  $U_{п.с}$  сопровождается снижением потребляемой мощности, увеличением продолжительности плавки и ростом удельного расхода электроэнергии. Однако плавка при среднем значении  $U_{п.с}$  менее 2 В при дальнейшем уменьшении удельного расхода электроэнергии сопровождается появлением в полученном корунде металлического сплава, содержащего Fe, Al и Zr. Наличие этого сплава ухудшает качество корунда, его появление вызвано восстановлением оксидов этих металлов углеродом электродов.

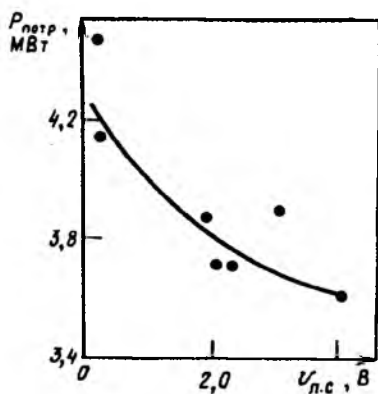


Рис. 2. Зависимость средней потребляемой мощности от постоянной составляющей фазного напряжения  $U_{п.с}$  в процессе плавки циркониевого электрокорунда

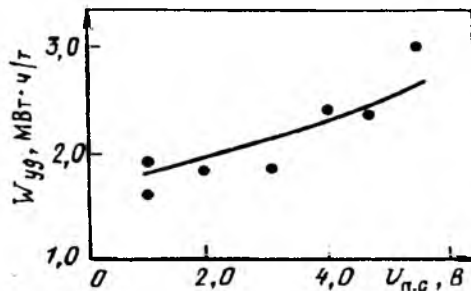


Рис. 3. Зависимость удельного расхода электроэнергии от постоянной составляющей  $U_{п.с}$  в процессе плавки нормального электрокорунда

Полученные результаты позволили выдать ряд рекомендаций по ведению технологического процесса получения циркониевого корунда на Челябинском абразивном производственном объединении.

Основным в этих рекомендациях является требование ведения плавки при  $U_{п.с}=23\text{В}$ . С этой целью предложено производить загрузку шихты либо непрерывно, увеличивая ее подачу при росте  $U_{п.с}$ , либо чаще против существовавшей практически единовременной загрузки всей шихты сразу в начале плавки.

Кроме того, рекомендовано производить выпуск расплава корунда из-под закрытого колошника. Для этого с целью повышения температуры плавления колошника содержание  $ZrO_2$  в загружаемой шихте незадолго до окончания загрузки повышается до 35-40%. Образующаяся на колошнике корка позволяет уменьшить теплоизлучение с поверхности расплава и одновременно препятствует соприкосновению расплава с воздухом. В результате уменьшается удельный расход электроэнергии, а сливаемый расплав образует продукт с более плотной структурой, что существенно улучшает качество получаемого абразивного материала.

#### Список литературы

1. **Электрические промышленные печи:** дуговые печи и установки специального нагрева / под ред. А.Д.Свенчанского. М.: Энергоатомиздат, 1981.
2. **Педро А.А.** О механизме возникновения вентильного эффекта в электропечи // Цветная металлургия. 1992. № 11. С.21-24.
3. **Педро А.А.** Определение  $Al_2O_3$  в расплаве при плавке нормального электрокорунда в руднотермической печи // Цветная металлургия. 1992. № 9. С.21-23.

## КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.315.2.016.2

### ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭКРАНИРУЮЩИХ ХАРАКТЕРИСТИК ГИБКИХ КОМБИНИРОВАННЫХ ЭКРАНОВ ГЕРМЕТИЗИРОВАННЫХ КАБЕЛЕЙ (часть II)

Я.З.МЕСЕНЖНИК, доктор техн.наук, проф. — ВНИИКП  
В.В.УШАКОВ, инж. — УкрНИИКП

В [1] проведен анализ существующих методов расчета экранирующих характеристик экранов, изложены результаты разработки метода расчета экранирующих характеристик гибких комбинированных экранов, приведены расчетные данные за-

висимости затухания экранирования слоя магнитогерметика и его параметров  $\mu'$  и  $\mu$  от частоты, а также затухания экранирования слоя магнитогерметика от его радиуса и толщины.

Во второй части работы [1], излагаемой ниже, рассматриваются вопросы расчета экранирующих характеристик гибкого комбинированного экрана из магнитогерметика и медной оплетки и результаты экспериментальных исследований эффективности экранирования.

Расчет экранирующих характеристик гибкого комбинированного экрана из магнитогерметика и медной оплетки. Экран в виде сферической сетки впервые рассчитал М.И.Конторович [2] путем замены его эквивалентным по активному сопротивлению сплошным экраном с введением добавочных сторонних компенсационных индуктивностей. Отмечено, что, рассматривая эквивалентный экран, можно получать правильное значение напряженности поля только на расстояниях от экрана, больших шага сетки. Фактически процесс замены сетчатого экрана сплошным сводится к выводу специальных граничных условий на разделяющей поверхности. Граничные условия для сетки с прямоугольными ячейками при использовании метода компенсационной индуктивности выведены в [3].

Метод электрической компенсации был развит И.И.Гродневым применительно к цилиндрическим экранам из лент и проволок, образующих систему с продольными и спиралеобразными щелями [4].

Недостатками данного метода являются сложность получения конкретных формул для коэффициента экранирования различных типов неоднородных экранов, трудность учета конструктивных особенностей экранов и параметров скрутки цепей, а также большое расхождение (особенно в области высоких частот) между теоретическими и экспериментальными данными. Г.Каден вывел формулы для расчета коэффициента экранирования экрана в виде сетки, состоящей из двух рядов параллельных и отстоящих на одинаковых расстояниях друг от друга проволок [5].

В [6] развивается теория электромагнитного излучения из металлических оболочек с отверстиями, в частности волноводов. Расчеты ведутся в прямоугольной системе координат. Используя функции Грина, определяют поле, генерируемое некоторыми простыми источниками. Поле, излучаемое через малые отверстия в стенке, определяется с помощью теории Бете для дифракции на малых отверстиях.

В [7] приведены выражения для расчета экранирующих характеристик оплетки, выведенные при условии замены ее эквивалентным сплошным экраном с круглыми отверстиями или одной продольной щелью. Отмечено, что до частоты 1 МГц сопротивление связи не зависит от конструкции оплетки.

В [8-10] формулы для расчета экранирующих характеристик оплетки выведены с большими допущениями, что дает существенное расхождение между теоретическими и экспериментальными данными.

В [11] теоретически и экспериментально рассмотрено влияние проходной индуктивности и емкости оплеток коаксиальных кабелей на параметры экранирования в диапазоне частот до 20 МГц.

В [12] приведены формулы для расчета затухания экранирования экранов в виде оплетки герметизированных кабелей. При выводе выражения для

расчета затухания экранирования в электрическом поле ( $A_Э^E$ ) сделано допущение о том, что у оплеточных экранов, начиная с плотности оплетки 80% и ниже,  $A_Э^E$  практически не зависит от частоты. Вместе с тем теоретические и экспериментальные исследования оплеточных экранов свидетельствуют о явной зависимости  $A_Э^E$  от частоты. При выводе выражения для расчета затухания экранирования в магнитном поле сделано допущение о том, что у многопроволочных экранов в широком диапазоне частот отсутствует затухание экранирования, обусловленное поглощением энергии поля в металле, однако металл в любом случае поглощает энергию электромагнитного поля.

В [13] получены наиболее обоснованные в теоретическом и экспериментальном плане формулы для расчета в диапазоне частот до 100 МГц затухания экранирования гибких проволочных экранов, в том числе в виде негерметизированной оплетки. Негерметизированные оплетки отличаются большой нестабильностью экранирующих характеристик, которые зависят от степени коррозии проволок, контактного сопротивления между проволоками и прядями, степени обжатия экрана и других факторов.

В [4] приведены значения электрического сопротивления постоянному току медных оплеток до и после выполнения продольного разреза, который исключает протекание тока в экране по спирали. Сопротивление медной разрезанной оплетки составляет  $1,7 \cdot 10^{-2}$  Ом/м, а целой оплетки —  $0,24 \cdot 10^{-2}$  Ом/м, что подтверждает наличие значительных контактных сопротивлений между проволоками. Отмечено, что слабо опрессованная, рыхлая оплетка имеет на 2 Нп меньшее экранное затухание, чем плотная оплетка. Аналогичная зависимость получена в [14] при измерении электрического сопротивления рыхлой и плотной оплетки. Кроме того, доказано, что перемотка кабелей, экранированных негерметизированной оплеткой, приводит к снижению экранирующего эффекта, так как нарушается переходный контакт и ухудшается плотность оплетки [3].

Известны также данные о значительной зависимости частотной нестабильности затухания коаксиальных кабелей от контактных сопротивлений между проволоками оплетки, в частности из-за коррозии.

Особенностью экрана в виде оплетки герметизированных кабелей является заполнение всех пустот в экране герметизирующим составом, который до вулканизации находится в пластичном состоянии и при наложении оплетки частично проникает в зазоры между прядями и отдельными проволоками.

После наложения поверх оплетки резиновой оболочки (с обжатием) на ЛКНВ (линии кабельной непрерывной вулканизации) в среде насыщенного водяного пара под давлением до 0,2 МПа происходит максимальное погружение оплетки в слой герметика и заполнение всех пустот в оплетке между прядями и отдельными проволоками герметизирующим составом. В этом положении пряди жестко фиксируются с вулканизованным герметиком. При этом контактное сопротивление между прядями и проволоками оплетки существенно увеличивается. С точки зрения стабильности контактных сопротивлений после перемотки кабелей при изготовлении и монтаже фиксированное положение всех прядей и проволок герметизированной оплетки

## Электрическое сопротивление герметизированной оплетки

является положительным фактором, так как степень обжатия оплетки после наружной резиновой оболочки и вулканизации герметика остается в дальнейшем постоянной. Заполнение герметиком всех пустот в оплетке стабилизирует контактные сопротивления во времени из-за значительного снижения интенсивности процесса коррозии проволок, который в этом случае можно не учитывать.

Из сказанного следует, что контактное сопротивление между проволоками оплетки нельзя считать ни бесконечно малым, ни бесконечно большим [15].

Для определения коэффициента экранирования оплеточного экрана необходимо определить пути токов, протекающих по оплетке. При бесконечно большом сопротивлении переходного контакта  $Z_k$  направление тока совпадает с направлением пряди, при бесконечно малом  $Z_k$  ток полностью переходит в месте пересечения с одной пряди на другую. При некотором конечном сопротивлении переходного контакта ток частично переходит с одной пряди на другую, а частично течет в направлении скрутки пряди.

Это обстоятельство позволяет ввести величину, которая определяет результирующее направление протекания тока по оплетке – эквивалентный угол протекания тока  $\alpha^*$  [9]. При бесконечно большом  $Z_k$  эквивалентный угол  $\alpha^*$  равен углу между плоскостью, перпендикулярной оси экрана, и касательной к элементу пряди оплетки – углу наложения прядей оплетки  $\alpha$ . При бесконечно малом  $Z_k$  угол  $\alpha^* = \pi/2$ .

Угол  $\alpha^*$  зависит от конструктивных параметров проводимости металла, контактного нажатия, характеристик неровностей поверхностей контактов, механических свойств материалов, толщины и электрических характеристик пленок окислов и т.п. Некоторые из этих параметров могут быть количественно оценены только экспериментальным путем.

В [15] показано, что

$$\alpha^* = \arctg \left( \operatorname{tg} \alpha + \frac{1}{\cos \alpha} K_R \right) = \arctg \left( \operatorname{tg} \alpha + \frac{10^6}{\sigma_0 \cos \alpha \sin \alpha S_0 n_0 2 N R_{\text{изм}}} + \operatorname{tg} \alpha \frac{10^6}{\sin^2 \alpha 2 \pi_0^2 n_0 N \sigma_0 R_{\text{изм}}} + \frac{10^6}{\sin^2 \alpha 2 \pi_0^2 n_0 N \sigma_0 R_{\text{изм}}} \right) = \alpha \left( 1 + \dots \right) \quad (1)$$

где  $K_R = R_{\text{расч}}/R_{\text{изм}}$ ;  $S_0 = \pi r_0^2$  – поперечное сечение проволоки оплетки;  $\sigma_0$  – проводимость материала оплетки;  $n_0$  – число проволок в пряди;  $r_0$  – радиус проволоки оплетки;  $N$  – число прядей одного направления;  $R_{\text{изм}}$  – измеренное сопротивление оплетки единичной длины, разрезанной вдоль по образующей;  $R_{\text{расч}}$  – расчетное сопротивление оплетки единичной длины, Ом/м.

Для определения электрического сопротивления целой и разрезанной герметизированных оплеток были изготовлены и испытаны образцы герметизированных кабелей, значения электрического сопротивления оплетки которых приведены в табл. 1.

Марка и сечение кабеля	Электрическое сопротивление, Ом/м		Герметик
	Оплетка целая	Оплетка разрезанная	
КСПРЭГ 5x1,0	0.00416	0.19085	ГРНФ (с ферритом)
КСПРЭГ 37x2,5	0.003854	0.124	ГРНФ (с ферритом)
Макет с общим экраном 5x1,0	0.00508	0.30793	ГРН=9 (без феррита)
Макет с экранами жил и общим экраном 12x1,5	0.00336	0.141	Клей марки 88Н (без феррита)
Макет с общим экраном 37x2,5	0.00259	0.2967	ГРН=9 (без феррита)
		0.212 (среднее значение)	

Коэффициент экранирования неоднородного многопроволочного экрана [13]

$$S = \sqrt{\frac{(S_E)^2 B_0 - (S_H)^2}{B_0 - 1}}, \quad (2)$$

где

$$B_0 = \frac{E_{0\phi} H_{0z}}{E_{0z} H_{0\phi}};$$

$E_0, H_0$  – напряженности электрического и магнитного полей, подлежащие экранированию;  $S_E, S_H$  – коэффициенты экранирования поперечных электрических и магнитных волн.

Общее затухание экранирования кабеля с двухслойным комбинированным экраном, включающим слой из магнитогерметика и оплетку, равно [15]:

$$A_0 = 10 \lg \left\{ \frac{1 + \frac{\mu'' \eta t_r (2R_r + t_r)}{8 \pi \mu_0 \mu R_r^2}}{\left(1 + \frac{t_r}{R_r}\right)^2} + \left| \frac{B_0 - 1}{(S_E)^2 B_0 - (S_H)^2} \right| \right\}, \quad (3)$$

где  $\mu''$  – мнимая часть относительной магнитной проницаемости магнитогерметика;  $\eta = 1$  Гн/м – коэффициент проницаемости;  $t_r, R_r$  – соответственно, толщина и радиус слоя из магнитогерметика;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнитная постоянная;  $\mu$  – относительная магнитная проницаемость магнитогерметика.

Формула (3) не учитывает процессы переотражения электромагнитной волны внутри экрана, однако это не отражается существенно на точности радиуса, поскольку удельный вес этого явления в протекающих процессах в экране в физических процессах невелик.

Рассмотрим составляющие, входящие в выражение (3), с точки зрения области их применения. Затухание экранирования герметизированной оплетки по магнитной составляющей помехонесущего поля мало, и основной задачей является защита кабельных цепей от переменных магнитных полей, поэтому в выражении (3) при  $B_0=0$  второе слагаемое в расчетах принимается равным  $10 \lg |1/S_H|$ . С учетом этого затухание экранирования двухслойного комбинированного экрана, включающего слой из магнитогерметика и оплетку, является функцией многих (по крайней мере 14) переменных. Анализ полученной зависимости проведен с помощью персональной ЭВМ.

Поскольку экран в виде оплетки из медных проволок представляет собой достаточно технологически отработанную и теоретически всесторонне проанализированную [12] конструкцию, в данной работе ограничимся исследованием влияния на экранирующие характеристики комбинированного экрана параметров цилиндрического слоя из магнитогерметика.

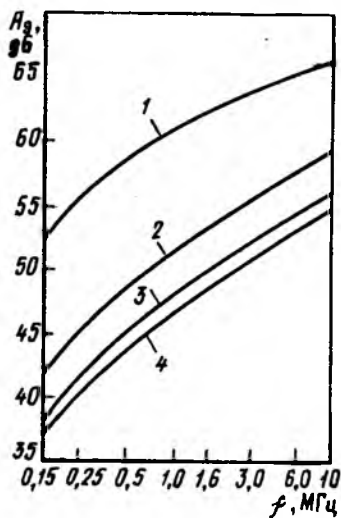


Рис. 1. Зависимость затухания экранирования экрана из магнитогерметика и оплетки от частоты при различных  $\mu''/\mu$ : 1 —  $\mu''$  и  $\mu$  взяты из таблицы [1]; 2—4 —  $\mu''=0,005$ ; 2 —  $\mu=10$ ; 3 —  $\mu=30$ ; 4 —  $\mu=50$

На рис.1 и 2 приведены расчетные частотные зависимости затухания экрана из магнитогерметика и оплетки при различных  $\mu''/\mu$  и  $R_r$ .

Как видно из приведенных зависимостей, например, при частоте 10 МГц, изменение соотношения  $\mu''/\mu$  от  $1,94 \cdot 10^{-3}$  до  $0,1 \cdot 10^{-3}$  (т.е. при увеличении  $\mu$  от 1,03 до 50) приводит к уменьшению затухания экранирования комбинированного экрана на 11,35 дБ (или 17,1%). Изменение радиуса слоя из магнитогерметика от 4,08 до 21,95 мм увеличивает затухание экранирования комбинированного экрана, например, при частоте 10 МГц — на 10,3 дБ (или 13,6%), причем исключительно за счет оплетки, так как затухание экранирования слоя из магнитогерметика уменьшается [1].

На рис.3 приведено семейство частотных зависимостей затухания экранирования при различной толщине цилиндрического слоя из магнитогерметика.

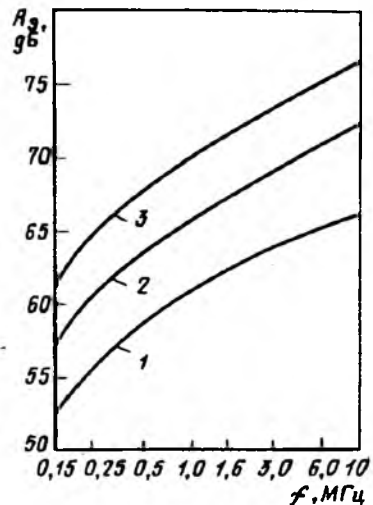


Рис. 2. То же, что и на рис.1, но при различных  $R_r$ : 1 — 4,08 мм; 2 — 15,73 мм; 3 — 21,45 мм

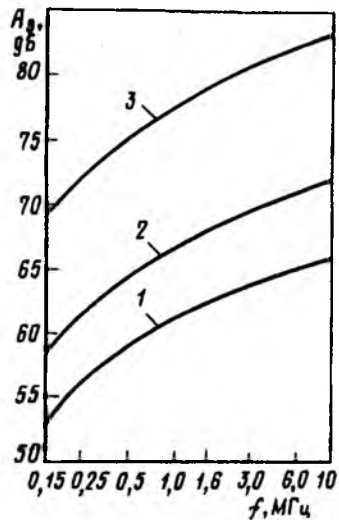


Рис. 3. То же, что и на рис.1, но при различных  $t_r$ : 1 — 0,5 мм; 2 — 2,0 мм; 3 — 12,15 мм

Анализ кривых показывает, что, изменяя толщину цилиндрического слоя из магнитогерметика от 0,5 до 12,5 мм, можно получить увеличение затухания экранирования двухслойного комбинированного экрана на 17,3 дБ (или 20,6%). Однако наложение герметизирующего слоя большой толщины практически неосуществимо, так как приводит к значительным технологическим затруднениям и увеличивает трудоемкость. Поэтому реальные значения толщины герметизирующего слоя под оплетку из медных проволок находятся в пределах 0,1—0,5 мм.

Как следует из формулы (3), при использовании в качестве наполнителя магнитогерметика немагнитного порошка ( $\mu=1$ ,  $\mu''=0$ ), первая часть в (3) становится незначительной и затухание экранирования комбинированного экрана практически полностью определяется экранирующими свойствами медной оплетки.

Используя формулу (3), можно решать задачи по оптимизации параметров ( $m''$ ,  $m$ ,  $t_r$ ,  $R_r$  и других) герметизированных комбинированных экранов.

Экспериментальные исследования эффективности экранирования кабелей. Для исследования возможности применения магнитогерметиков в качестве экранов герметизированных судовых кабелей, а также определения помехозащищенности их цепей были изготовлены макетные, опытные и контрольные образцы герметизированных кабелей.

Для повышения эффективности общих экранов герметизированных кабелей в состав герметизирующего слоя включены ферромагнитные наполнители различных марок, отличающиеся рецептурой и технологией изготовления.

Таблица 2

Испытательный номер образца	Номер группы	Кабель, (экран)	Тип наполнителя слоя из магнито-герметика		
5	1	Кабель 2x1,5 мм <sup>2</sup> с резиновой изоляцией и оболочкой; экран-слой из герметика и оплетка из медных проволок диаметром 0,23 мм	Порошок феррита 2000 НМС (дробленый)		
6			Порошок феррита 2000 НМ (дробленый)		
7			Порошок феррита бария (исходный)		
8			Порошок феррита 600 НН (исходный)		
9			Смесь порошков ферритов (№ 7-50% и № 8-50% по массе)		
10			Порошок феррита бария (дробленый)		
11К			Без наполнителя (контрольный образец)		
12			2	То же	Порошок феррита бария (дробленый),
14					Порошок феррита 600 НН (дробленый)
15					Порошок феррита 600 НН (исходный)
16	Порошок молотой окарины Fe <sub>2</sub> O <sub>3</sub> (исходный)				
18	Порошок феррита бария (дробленый), а также вместо оплетки наложен повив из одной медной проволоки диаметром 0,23 мм				
17К	Без наполнителя (контрольный образец)				

Испытательный номер образца	Номер группы	Кабель, экран	Тип наполнителя слоя из магнито-герметика
19	3	То же	Порошок феррита бария (дробленый)
20			Порошок феррита стронция (дробленый)
21			Порошок карбонильного железа (исходный)
22			Порошок металлического сплава SmCo <sub>5</sub> (исходный)
23			Смесь (порошка феррита бария дробленого 75% и ацетиленовой сажи - 25% по массе)
24К			Без наполнителя (контрольный образец)
25	4	Кабель 5x1,0 мм <sup>2</sup> с изоляцией из радиационно-модифицированного полиэтилена и резиновой оболочкой; экран-слой из герметика толщиной 0,5 мм	Порошок феррита бария (дробленый)
26	4	Кабель - тот же; экран - слой из герметика толщиной 2,0 мм и оплетка из медных проволок диаметром 0,23 мм плотностью 70,8%	Порошок феррита бария (дробленый)
27 (опытный)	4	Кабель - тот же; экран - слой из герметика толщиной 0,5 мм и оплетка из медных проволок диаметром 0,23 мм плотностью 66,2%	Порошок феррита бария (дробленый)
28К	4	То же	Без наполнителя (контрольный образец)
29 (опытный)	4	Кабель 37x2,5мм <sup>2</sup> с изоляцией из радиационно-модифицированного полиэтилена и резиновой оболочкой; экран - силовой из герметика толщиной 0,5 мм и оплетка из медных проволок диаметром 0,23 мм плотностью 65,0%	Порошок феррита бария (дробленый)
30К	4	То же	Без наполнителя (контрольный образец)

**Примечания:**

1. "Исходный" - порошок, используемый для изготовления ферритовых колец
2. "Дробленный" - порошок, полученный после дробления отходов ферритовых колец.
3. По группам 1-3 толщина слоя герметика под оплеткой и плотность оплетки в исследуемых и контрольных образцах полностью совпадают.



В табл.2 приведены состав и параметры ферромагнитных наполнителей магнитогерметика, примененных в испытанных образцах кабелей.

Рассмотрим некоторые, наиболее значимые результаты экспериментальных исследований.

Исследования эффективности экранирования опытных и контрольных образцов герметизированных кабелей проводились с использованием колец Гельмгольца.

В качестве измеряемого параметра выбрано затухание экранирования  $A_э$ . Измерения проводились на частотах: 0,15; 0,25; 0,5; 1,0; 1,6; 3,0; 6,0; 10 МГц. При измерениях использовались генератор ГЗ-7А и селективный микровольтметр В6-1.

ленно уменьшается с увеличением частоты, что объясняется уменьшением магнитных потерь  $\mu''$  в магнитогерметике.

Таблица 3

Номер образца	Значения $A_э$ (дБ) при частоте, МГц							
	0.15	0.25	0.5	1	1.6	3	6	10
25	16.1	15.3	16.2	15.9	15.1	13	13.2	12.1
26	58.6	61.9	66	68.1	69	70.3	73.4	76.1
27	53.8	57.4	60.9	63.2	63.7	65.1	67.9	68
29	59.8	64	66.3	67.7	69.2	71.5	72	73.1

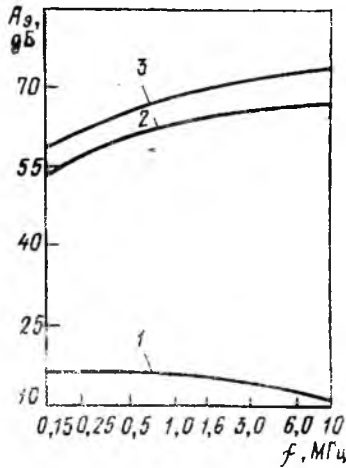


Рис. 4. Зависимость затухания экранирования от частоты для кабелей:

- 1 -  $5 \times 1,0 \text{ мм}^2$  без оплетки,  $t_г=0,5 \text{ мм}$  (№ 25);
- 2 -  $5 \times 1,0 \text{ мм}^2$  с оплеткой,  $t_г=0,5 \text{ мм}$  (№ 27);
- 3 -  $5 \times 1,0 \text{ мм}^2$  с оплеткой,  $t_г=2,0 \text{ мм}$  (№ 26)

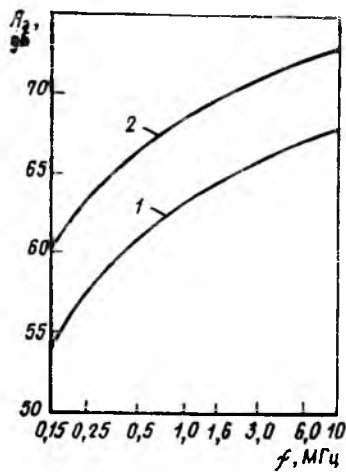


Рис. 5. Зависимость затухания экранирования от частоты для кабелей: 1 -  $5 \times 1,0 \text{ мм}^2$  (№ 27); 2 -  $37 \times 2,5 \text{ мм}^2$  (№ 29)

Результаты измерения затухания экранирования опытных образцов герметизированных кабелей приведены в табл.3 и на рис.4, 5.

Анализ результатов исследований показывает, что затухание экранирования образца № 25 (экран в виде слоя из магнитогерметика, без оплетки) мед-

С увеличением толщины магнитогерметика  $t_г$  с 0,5 до 2,0 мм затухание экранирования кабеля сечением  $5 \times 1,0 \text{ мм}^2$  (образцы № 27 и № 26) увеличивается, в зависимости от частоты, на 4,2–6,6 дБ.

С увеличением радиуса  $R_г$  от 4,0 до 15,73 мм затухание экранирования (образцы № 27 и № 29) увеличивается на 5–6 дБ в зависимости от частоты, что связано исключительно с увеличением вихревых токов в оплетке, так как магнитные потери в слое из магнитогерметика при этом уменьшаются.

В экспериментальных исследованиях помехозащищенности цепей макетных и контрольных образцов герметизированных кабелей от поперечного электромагнитного поля в качестве измеряемого параметра выбран абсолютный уровень напряжений, наводимый в индукционных преобразователях полем симметричных цепей макетных и контрольного образцов герметизированных кабелей.

Согласованная нагрузка измеряемого кабеля подбиралась в соответствии со значением волнового сопротивления цепи жила-жила. Длина измеряемых образцов кабеля составляла 1 м.

Измерения проводились на частотах 0,01; 0,1; 0,25; 0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10 МГц. При этом использовался комплект измерительных приборов РДМ-60.

В первой группе макетных образцов наибольшей помехозащищенностью обладает образец № 12 с наполнителем из феррита бария, во второй образец № 22 с наполнителем из сплава  $\text{SmCo}_5$ . Образцы № 19 и № 20 с наполнителями из ферритов бария и стронция незначительно уступают образцу № 22.

Сопоставление теоретических и экспериментальных результатов. Из кривых затухания экранирования (рис.6) видно, что совпадение данных расчета и эксперимента удовлетворительное (разница не превышает 1 дБ или 6,2%).

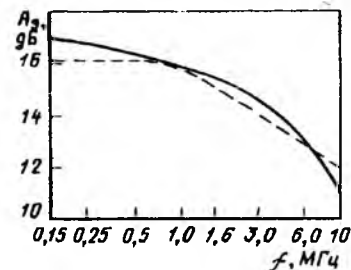


Рис. 6. Зависимость затухания частоты для кабеля КСПРЭГ  $5 \times 1,0 \text{ мм}$  с экранирующим слоем из магнитогерметика толщиной 0,5 мм на основе феррита бария:

— — теоретическая; --- — экспериментальная

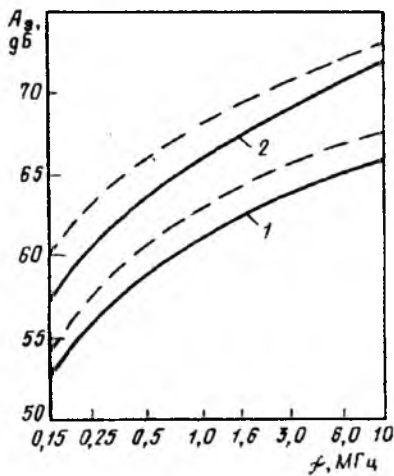


Рис. 7. Зависимость затухания экранирования от частоты кабелей: 1 — КСПРЭГ  $5 \times 1,0 \text{ мм}^2$  ( $R_r=4,08 \text{ мм}$ ); 2 — КСПРЭГ  $37 \times 2,5 \text{ мм}^2$  ( $R_r=15,73 \text{ мм}$ ); — — теоретическая; - · - экспериментальная

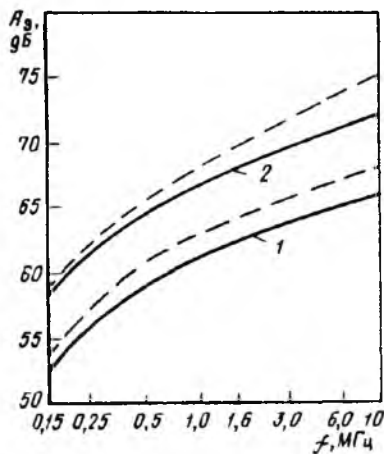


Рис. 8. Зависимость затухания экранирования от частоты для кабеля КСПРЭГ  $5 \times 1,0 \text{ мм}^2$ : 1 —  $t_r=0,5 \text{ мм}$ ; 2 —  $t_r=2,0 \text{ мм}$ ; — — теоретическая; - · - экспериментальная

Как следует из зависимостей на рис. 7, разница между теоретическими и экспериментальными данными для кабеля КСПРЭГ  $5 \times 1,0 \text{ мм}^2$  не превышает 2 дБ или 3,1%, а для кабеля КСПРЭГ  $37 \times 2,5 \text{ мм}^2$ , — соответственно 3 дБ или 5,0%.

Из зависимостей рис. 8 видно, что различие между теоретическими и экспериментальными результатами составляет для кабеля с толщиной герметика 0,5 мм не более 1,8 дБ или 3%, а для кабеля с толщиной герметика 2,0 мм — не более 3,2 дБ или 4,1%.

Исходя из изложенного, можно сделать следующие выводы.

1. Наилучшие результаты имеют кабели № 10, 12 и 19 с наполнителем магнитогерметика из дробленого феррита бария.

2. Опытные образцы герметизированных кабелей № 27 и 29 с наполнителем магнитогерметика из дробленого феррита бария обладают на 6–16 дБ большим переходным затуханием по сравнению с аналогичными контрольными образцами без ферромагнитного наполнителя.

3. С ростом толщины магнитогерметика с 0,5 до 2,0 мм затухание экранирования увеличивается на

4,2–6,6 дБ в зависимости от частоты, что соответствует теории.

4. Наибольшей помехозащищенностью от поперечного электромагнитного поля обладают образцы кабелей с наполнителем магнитогерметика из феррита бария и металлического сплава  $\text{SmCo}_5$ .

#### Список литературы

1. Месенжик Я.З., Ушаков В.В. Теоретические и экспериментальные исследования экранирующих характеристик гибких комбинированных экранов герметизированных кабелей (часть 1)//Электротехника. 1993. № 7.
2. Конторович М.И. Об экранирующем действии замкнутых сеток//ЖТФ. 1939. Т.9. Вып.24. С.2195–2210.
3. Мойжес Б.Я. Расчет некоторых устройств из сеток//ЖТФ. 1950. Т.20. Вып.6. С.716.
4. Гроднев И.И., Сергейчук К.Я. Экранирование аппаратуры и кабелей связи. М.: Связьиздат, 1960.
5. Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1957.
6. Mendez H.A. Shielding theory of enclosures with apertures// IEEE Transactions. 1978. Vol. EMC-20. № 2. p. 296–305.
7. Лебедев К.В. Исследование помехозащищенности и неоднородности радиочастотных кабелей. Дис.канд.техн.наук. М.: МЭИС, 1962.
8. Балавленков Е.В. Исследование и разработка электромагнитных экранов для гибких кабелей. Дис.канд.техн.наук. М., 1977.
9. Вильган В.Н. Исследование неоднородных кабельных экранов. Дис.канд.техн.наук. М., 1977.
10. Шапиро Д.Н. Основы теории электромагнитного экранирования. М.: Энергия. Ленингр.отд-ние, 1975.
11. Demoulin Betal. Transient response of Braided wire shields// IEEE International symposium on Electromagnetic Compatibility. San. Diego. Oct.9–11.1979. P.19–26.
12. Нехтман А.А., Скрыпшин Н.В. Теоретическое и экспериментальное исследование гибких экранов герметизированных кабелей//Тр. ВНИИКП. 1976. Вып.19. С.49–57.
13. Бондарь В.М. Разработка эффективных электромагнитных экранов гибких проводов и кабелей. Дис.канд.техн.наук. М., 1985.
14. Гомон А.З., Мальшев Л.Н. О конструировании экранов для гибких симметричных кабелей связи//Тр. ВНИИКП. 1978. Вып.21. С.80–88.
15. Ушаков В.В. Метод расчета затухания экранирования герметизированного экрана, включающего слой из магнитогерметика и оплетку//Кабельная техника. 1992. № 1 (239). С.17–21.

## ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

УДК 621.316.1.016.2.001.24

### ОПРЕДЕЛЕНИЕ МОЩНОСТИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СЕТИ МЕТОДОМ БЫСТРОГО РАЗДЕЛЕНИЯ МАТРИЦ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АЛГОРИТМА СОХРАНЕНИЯ ОГИБАЮЩЕЙ

Али Фархан МУХСЕН, канд.техн.наук

Иордания

Для определения мощности в электрических цепях в последнее время считается наилучшим метод быстрого разделения матриц, завоевавший

популярность своей простотой и малой потребностью в компьютерной памяти. Он использует две матрицы типа Якобиана [1]:

матрица для активной мощности  $\mathbf{V}$ '

$$\Delta \bar{\delta} = \Delta \bar{P} / \bar{V}; \quad (1)$$

матрица для реактивной мощности  $\mathbf{V}''$

$$\Delta \bar{V} = \Delta \bar{Q} / \bar{V}, \quad (2)$$

где  $\bar{p}$  — вектор активной мощности в линии;  $\bar{q}$  — вектор реактивной мощности в линии;  $\bar{v}$  — вектор напряжений в линии;  $\delta$  — вектор фазовых углов в линии.

Матрицы  $\mathbf{V}'$  и  $\mathbf{V}''$  фиксированы при неизменной топологии системы и состоянии линий. Эти матрицы являются разреженными (из-за зависимости элементов от связей между узловыми точками сети), симметричными и положительно определенными [2].

В [3] показано, что, учитывая только отличные от нуля элементы у матриц и применяя специально организованный гауссовский процесс исключения, можно получить очень быстрое решение при минимальных требованиях к памяти.

Рассматривая методы преобразования разреженных матриц, можно разделить их на три класса: методы диагональной полосы, методы огибающей и методы компактного хранения. Алгоритм компактного хранения дает относительно малое число вставок при факторизации. Методы диагональной полосы менее эффективны, но просты в программировании [4].

**Решение линейных матричных уравнений.** Для уравнений с заполненными матрицами и множеством правосторонних векторов количество перемножений при нахождении обратных матриц с последующим умножением составляет  $n^3 + n^2 m$  по сравнению с  $n^3/3 + n^2 m$  при прямом решении уравнений.

Программист может выбрать для хранения матриц одномерные массивы. Для  $m \times n$  матрицы элемент  $(i, j)$  будет  $(i + mj - m)$  членом массива хранения. Так, в Фортране  $A(i, j) = X$ .

Программа должна включать правила перевода  $X$  в  $A(i, j)$  и машинный код определения адреса  $A(i, j)$ . Для вычисления адреса требуется перемножение целых чисел и два сложения, а также вычитание, если  $m$  не вычиталось при компиляции.

Часто удается создать более эффективную программу хранения матриц в одномерном массиве, чем в двумерном [5]. По этим соображениям чаще используют не инверсию матриц, а общие методы решения с хранением матриц в одномерном виде.

**Хранение разреженных матриц и решение матричных уравнений.** Когда матрицы содержат большое количество нулевых элементов, возможна проверка каждого элемента на отличие от нуля перед выполнением арифметических операций. Эта процедура полезна, если матрицы не очень большие. Для матриц порядка 1000 и выше становится необходимым найти способ хранения разреженных матриц. Обычно используют два эффективных метода: метод компактного хранения и алгоритм сохранения огибающей.

**Метод компактного хранения.** Это один из известных методов, ранее названный бифакторизационным алгоритмом [6]. Программа разбивается на три части:

моделирование и упорядочение;

редукция;  
прямое решение.

Любое из упомянутых матричных уравнений может быть записано в виде

$$\mathbf{L}^{(n)} \mathbf{L}^{(n-1)} \dots \mathbf{L}^{(2)} \mathbf{L}^{(1)} \mathbf{V}'(\mathbf{V}'') \mathbf{R}^{(1)} \dots \mathbf{R}^{(n)} = \mathbf{I}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{L}$  — левосторонние фактор-матрицы;  $\mathbf{R}$  — правосторонние фактор-матрицы;  $\mathbf{I}$  — единичная матрица.

Уравнение (3) простым преобразованием может быть сведено к виду

$$\mathbf{V}^{-1} = \mathbf{R}^{(1)} \dots \mathbf{R}^{(n)} \mathbf{L}^{(n)} \dots \mathbf{L}^{(1)}. \quad (4)$$

Выражение (4) содержит матрицу, обратную  $\mathbf{V}'$  или  $\mathbf{V}''$ , вместо знакомого произведения обратных матриц при обычных методах. Обратная матрица может быть представлена произведением  $2n$  фактор-матриц.

Это — алгоритм БИФАКТОРИЗАЦИИ. Чтобы найти  $\mathbf{L}$  и  $\mathbf{R}$ , вводится последовательность промежуточных матриц

$$\mathbf{V}^{(0)} = \mathbf{V}; \quad (5a)$$

$$\mathbf{V}^{(1)} = \mathbf{L}^{(1)} \mathbf{V}^{(0)} \mathbf{R}^{(1)}; \quad (5b)$$

$$\mathbf{V}^{(j)} = \mathbf{L}^{(j)} \mathbf{V}^{(j-1)} \mathbf{R}^{(j)}; \quad (5c)$$

$$\mathbf{V}^{(n)} = \mathbf{L}^{(n)} \mathbf{V}^{(n-1)} \mathbf{R}^{(n)} = \mathbf{I}. \quad (5d)$$

Преобразование начальных матриц коэффициентов  $\mathbf{V} = \mathbf{V}^0$  в единичную матрицу производится шаг за шагом с помощью тройных внутренних произведений

$$\mathbf{L}^{(j)} \mathbf{V}^{(j-1)} \mathbf{R}^{(j)} \quad (j = 1, 2, \dots, n).$$

При этом используется почти оптимальное упорядочение, известное как алгоритм минимальной степени [5].

**Алгоритм сохранения огибающей.** Ширина диагональной полосы может меняться от ряда к ряду. Для интерпретации этого массива надо знать ширину всех полос или лучше адреса диагональных элементов. Если элемент  $a_{ij}$  содержится внутри массива хранения, он может быть определен по адресу  $D(i) + j - i$ . Число элементов в ряду  $i$  матрицы будет  $D(i) - D(i-1)$  для всех  $i$  больше 1, где  $D$  — массив адресов диагональных элементов.

Этот метод удобен для случая разреженных симметричных положительно определенных матриц, к которым и относятся матрицы  $\mathbf{V}'$  и  $\mathbf{V}''$  [7]. Методы хранения огибающей могут быть разделены на имеющие возвратные ряды и не имеющие их. Если в матрице нет возвратных рядов, то упрощение проводится легко. Алгоритмы огибающей относятся к алгоритмам с предварительным упорядочением. Наиболее часто используются два алгоритма: прямой алгоритм Катхилла-Макки; обратный алгоритм Катхилла-Макки.

Эти алгоритмы могут быть выполнены вручную [5].

**Результаты.** Решение проводилось для трех проверочных IEEE систем. Линейные матричные уравнения решались с двойной точностью по NAG программам [8]. В табл. I показано сравнительное время использования центрального процессора для разных алгоритмов.

Таблица 1

Сравнительное время использования центрального процессора с применением программ (в процентах)

Результаты использования бифакторизации в методе компактного хранения и метода огибающей (оба с обычной точностью) даны в табл. 2, 3.

Из рассмотренных результатов видно, что метод огибающей полезен для анализа указанных систем, учитывая простоту программы по сравнению с другими методами. В табл. 1-3 метод огибающей использовался без применения упорядочения.

Таблица 4 показывает число элементов, включая вставки.

Ниже показаны микроструктуры матриц  $V'$   $V''$  для IEEE системы с 14 линиями (x — означает элемент, o — вставку).

Метод	Система		
	IEEE 14 линий	IEEE 30 линий	IEEE 57 линий
Ньютона-Рафсона (Харвелл)	100	100	100
Быстрого разделения (огибающей)	81	70	61.8

**Без упорядочения**

**Упорядочение по прямому алгоритму Катхилла-Макки**

**$V'$  (число элементов 59)**

**$V'$  (число элементов 49)**

	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13
01	x												
02	x	x											
03			x										
04				x									
05	x	x	o	o	x								
06	x	o	x	o	x	x							
07				x	x	o	x						
08					x	o	x	x					
09								x	x				
10			x	o	o	o	o	o	x	x			
11			x	o	o	o	o	o	o	o	x		
12			x	o	o	o	o	o	o	o	x	x	
13								x	o	o	o	x	x

	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	
01	x													
02	x	x												
03		x	x											
04		x	x	x										
05			x	o	x									
06			x	o	o	x								
07				x	o	o	x							
08				x	o	o	x	x						
09					x	o	o	o	o	x				
10						x	o	o	o	o	x			
11							x	o	o	o	o	x		
12										x	x	x	x	
13												x	x	x

**$V''$  (число элементов 23)**

**$V''$  (число элементов 21)**

	01	02	03	04	05	06	07	08	09
01	x								
02	x	x							
03	x	o	x						
04	x	o	x	x					
05				x	x				
06					x	x			
07							x		
08							x	x	
09				x	o	o	o	x	x

	01	02	03	04	05	06	07	08	09
01	x								
02	x	x							
03		x	x						
04		x	x	x					
05				x	x				
06				x	o	x			
07					x	o	x		
08						x	o	x	
09								x	x

## В" (число элементов 20)

Таблица 2

Сравнительное время ввода/вывода в процентах (обычная точность)

Метод	Система		
	IEEE 14 линий	IEEE 30 линий	IEEE 57 линий
Ньютона-Рафсона	100	100	100
Быстрого разделения (бифактори нация)	89.7	83	73.9
Быстрого разделения (оггибающей)	79.5	72.3	68.1

Таблица 3

Сравнительное время использования центрального процессора (в процентах)

Метод	Система		
	IEEE 14 линий	IEEE 30 линий	IEEE 57 линий
Ньютона-Рафсона	100	100	100
Быстрого разделения (бифакторизация)	93.3	78.3	65.2
Быстрого разделения (оггибающей)	93.3	78.3	65.2

Число элементов

Таблица 4

Метод	Система	
	IEE 14 линий	IEE 57 линий
Ньютона-Рафсона Якобиан (Жарвелл)	162	1092
Ньютона-Рафсона (бифакторизация)	122	613
Быстрого разделения (бифакторизация)	B'	50
	B"	28
Быстрого разделения (оггибающей)	B'	59
	B"	23

Упорядочение по обратному алгоритму Катхилла-Макки

B' (число элементов 44)

	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13
01	x												
02	x	x											
03	x	x	x										
04		x	o	x									
05		x	o	o	x								
06					x	x							
07							x	x					
08			x	o	o	o	o	o	x				
09				x	o	o	o	o	x				
10					x	x	x	o	o	x			
11								x	x	x	x		
12										x	x	x	
13												x	x

	01	02	03	04	05	06	07	08	09
01	x								
02	x	x							
03			x						
04		x	o	x					
05			x	o	x				
06				x	x	x			
07							x	x	
08							x	x	x
09									x

Видно, что применение этих алгоритмов дает некоторый выигрыш во времени.

### Вывод.

Алгоритм оггибающей имеет простую программу, упорядочение легко проводится вручную прямым или обратным алгоритмом Катхилла-Макки, в то время как алгоритм компактного хранения очень сложен. В алгоритме компактного хранения необходимо добавочное место для хранения идентификаторов и операции по разложению, которые увеличивают время расчетов по сравнению со временем для операций над ненулевыми элементами. Если матрица имеет вид полосы, то метод оггибающей более эффективен.

### Список литературы

1. Stott B., Alsac O. Fast decoupled load flow//IEEE Trans. 1974. Vol.Pas.93.p.859-869.
2. Gallant K. Fast decoupled load folw, hybrid model//IEEE trans. on power systems. 1988. Vol.3.№ 2.P.734-742.
3. Sato N., Tinney W. Techniques for exploiting the sparsity of the network admittance matrix//IEEE Trans.1963. PAS 82. № 2.P.944-950.
4. Duff I. A survey of sparse matrix research//IEEE proc.1977.vol.65.№ 4.P.500-535.
5. Jennings A. Matrix computation for engineers and scientists//Wiley inter-science publication.1977.
6. Zollenkopf K. Bi=factorisation=Basic computational algorithm programming techniques//Large Sparse sets of linear equations, Reid J., edition. 1972. P.75-96.
7. Baumann R. Sparseness in power systems equations//Large Sparse Sets of Linear Equations, Reid J., edition. 1972. P.105-122.

УДК 621.316.925.45.001.24

## АДАПТИВНОЕ РЕЛЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Ю.Я.ЛЯМЕЦ, В.А.ИЛЬИН, кандидаты техн.наук,  
В.А.ЕФРЕМОВ, инж.

Чувашский государственный университет

Микропроцессорная элементная база сделала реальными адаптивные реле и алгоритмы [1—4]. В теории автоматического управления понятие об адаптивной системе вводится через определение ее свойства восполнять нехватку априорной инфор-

мации дополнительной текущей (апостериорной) информацией [5]. В теории дистанционной защиты понятие об адаптивном реле сопротивления вводится более узко, отталкиваясь от характеристик срабатывания в комплексной плоскости сопротивления на зажимах реле [6]: в отличие от неадаптивного реле, обладающего неизменной характеристикой, характеристика адаптивного реле зависит от текущей информации.

Реле сопротивления подразделяются на два класса: пофазные и трехфазные [6—8], название которых не отражает того принципиального отличия, что для первых первична характеристика, а для вторых — алгоритм. Первые становятся адаптивными в том случае, когда задается закон регулирования характеристик. Вторые же обычно оказываются адаптивными по природе своего алгоритма, если только тот не сводится к операциям, соответствующим неизменному типу характеристик. Именно так обстоит дело с реле Бреслера и реле Суяра, наиболее известными представителями этого класса [6—8].

В статье решаются общие задачи синтеза характеристик и алгоритмов адаптивного реле сопротивления (В постановке задач и обсуждений результатов принимали участие кандидаты техн. наук Н.А.Дони, Г.С.Нудельман, Н.В.Подшивалин.). Оптимизационный алгоритм определения зоны и места повреждения линии электропередачи обсуждался в [1,9], однако вне какой-либо связи с характеристиками на комплексной плоскости. Инструментом синтеза характеристик послужат годографы сопротивления. Роль годографов в теории реле сопротивления хорошо известна [10,11], но здесь потребуется более детальное рассмотрение их свойств.

Годографы сопротивления на зажимах реле. Пусть  $Z=U/I$ , где  $U$  и  $I$  — напряжение и ток, подводимые к реле сопротивления. Реле контролирует линию электропередачи, предположительно поврежденную. Модель повреждения состоит из неизвестных резисторов — переходных сопротивлений  $R_f$ , что отражает единственно имеющуюся априорную информацию о повреждении: оно резистивно. Сопротивления  $R_f$  нелинейны: на основной частоте сопротивление  $R_f$  зависит от действующего значения его тока  $I_f$ .

Схемные модели аварийных режимов имитируют повреждение линии в некоей точке  $x_f$ . Измеряемые величины являются функциями этой координаты и переходных сопротивлений. Ограничимся ситуацией с одним варьируемым резистором  $R_f$ . Тогда ток и напряжение реле предстанут в виде функций двух аргументов:  $I(x_f, R_f)$ ,  $U(x_f, R_f)$ . Коль скоро прочие параметры схем неизменны, то при изменении  $R_f$  векторы напряжения и тока опишут круговые диаграммы

$$U(x_f, R_f) = U_H + \frac{U_K(x_f) - U_H}{1 + Y(x_f)R_f}; \quad (1)$$

$$I(x_f, R_f) = I_H + \frac{I_K(x_f) - I_H}{1 + Y(x_f)R_f}; \quad (2)$$

$$Y(x_f) = I_K(x_f) / U_H(x_f), \quad (3)$$

где  $U_H, I_H$  — величины нагрузочного (доаварийного) режима;  $I_K$  и  $U_K$  — величины, подводимые к реле при металлическом коротком замыкании;  $Y(x_f)$  — внутренняя проводимость эквивалентного генератора, нагрузкой которого является резистор  $R_f$ ;  $U_H(x_f)$  — доаварийное напряжение в месте будущего замыкания;  $I_K(x_f)$  — ток в самой закоротке.

Из (1) и (2) с учетом обозначений табл.1 вытекает описание годографа сопротивления на зажимах реле

$$Z(x_f, R_f) = Z_H(1 + A(x_f, R_f)); \quad (4)$$

$$A(x_f, R_f) = a(x_f, R_f) \exp j\alpha(x_f, R_f) = (K(x_f) - 1) / (M(x_f)R_f + 1); \quad (5)$$

$$K(x_f) = k(x_f) \exp j\beta(x_f) = Z_K(x_f) / Z_H; \quad (6)$$

$$\beta(x_f) = \varphi_K(x_f) - \varphi_H(x_f); \quad (7)$$

$$M(x_f) = m(x_f) \exp(-j\gamma(x_f)) = Y(x_f)I_H / I_K(x_f); \quad (8)$$

$$\gamma(x_f) = \arg I_K(x_f) - \arg I_H - \arg Y(x_f), \quad (9)$$

справедливое для любых замыканий с одним варьируемым переходным сопротивлением. Это описание более удобно для решения поставленной задачи, чем известные из [6-8, 10, 11].

Таблица 1

Режим	Схема	Сопротивление на зажимах реле
Аварийный		$Z = U / I = R + jX = Z \varphi$
Нагрузочный (доаварийный)		$Z_H = U_H / I_H = R_H + jX_H = Z_H \varphi_H$
Металлическое замыкание		$Z_K = U_K / I_K = R_K + jX_K = Z_K \varphi_K$
Замыкание в линии		$Z_s = U_s / I_s = R_s + jX_s = Z_s \varphi_s$
Замыкание "за спиной"		$Z_r = U_r / I_r = R_r + jX_r = Z_r \varphi_r$

При изменении параметра  $R_f$  в максимально широких пределах  $\pm\infty$  годограф обретает форму окружности. Каждой координате  $x_f$  соответствует своя окружность, но все они объединены одной общей точкой — сопротивлением нагрузочного режима  $Z_H$ , чему соответствует  $R_f \rightarrow \infty$ . У каждого годографа имеется и вторая характерная точка — сопротивление короткого (металлического) замыкания  $Z_K(x_f)$ , которому соответствует  $R_f = 0$ . Годограф как полная окружность образован двумя участками (дугами) — положительными и отрицательными

сопротивлений  $R_f$ . Границами участков как раз и служат точки  $Z_k(x_f)$  и  $Z_H$ . Как известно из теории круговых диаграмм, соответствующим значениям переменного параметра соответствует дуга, обращенная в сторону линии переменного параметра. В нашем случае хордой диаграммы служит разность  $Z_k(x_f) - Z_H$ , а линия переменного параметра проходит к ней под углом  $\gamma(x_f)$ .

Будем различать замыкания справа (в линии) и слева («за спиной») от места установки реле  $x=0$ , а также две части схемной модели, разграничиваемые местом замыкания  $x_f$ .левой части присвоим индекс  $s$ , а правой —  $r$ . Ток, подводимый к реле при замыканиях справа, представляет собой функцию  $I_s(x_f)$ , отличную от функции тока  $I_r(x_f)$  при замыкании слева. При переходе координаты  $x_f$  через место установки реле  $x=0$  зависимость  $Z_k(x_f)$  претерпевает скачкообразное изменение, и множество годографов  $Z(x_f, R_f)$  подразделяется на два подмножества

$$Z_k(x_f) = \begin{cases} Z_{ks}(x_f), 0 < \varphi_{ks}(x_f) < \pi/2, \\ R_{ks}(x_f) > 0, x_{ks}(x_f) > 0, \\ xf > 0 + \\ Z_{kr}(x_f), \pi < \varphi_{kr}(x_f) < 3\pi/2, \\ R_{kr}(x_f) < 0, x_{kr}(x_f) < 0, \\ xf \leq 0 - \end{cases} \quad (10)$$

$$Z(x_f, R_f) = Z_s(x_f, R_f);$$

$$x_f > 0+; Z_r(x_f, R_f),$$

$$x_f \leq 0-,$$

где знаки плюс и минус призваны отличить место замыкания от места установки реле.

В системе без потерь

$$Y(x_f) = -jB(x_f) \arg Y(x_f) = -\pi/2; \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned} Z_{ks}(x_f) &= jx_{ks}(x_f), Z_{kr}(x_f) = -jx_{kr}(x_f), \\ \varphi_{ks} &= \pi/2; \varphi_{kr} = -\pi/2, \\ \gamma_s(x_f) &= \gamma_s = \text{const}; \gamma_r(x_f) = \gamma_r = \text{const}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Соотношения (11), (12) позволяют оценить принадлежность угла  $\gamma(x_f)$  к тому или иному квадранту. Выразим отношение токов в (8) через отношение напряжений, в меньшей степени подверженных изменению при смене режима

$$I_k(x_f) / I_H = (U_k(x_f) / U_H) (Z_H / Z_k(x_f)),$$

и примем, что вектор тока  $I_H$  располагается симметрично относительно векторов напряжения  $U_{ks}$  и  $U_{kr}$  подводимых к реле при замыкании справа и слева, причем вектор  $U_{ks}$  совпадает по направлению с напряжением нагрузочного режима (рис.1). Тогда при замыканиях справа и слева

$$\arg(U_{ks} / U_H) \approx 0, \arg(U_{kr} / U_H) \approx -2\varphi_H,$$

что дает в итоге

$$\gamma_s \approx \varphi_H, \gamma_r \approx \pi - \varphi_H, \quad (13)$$

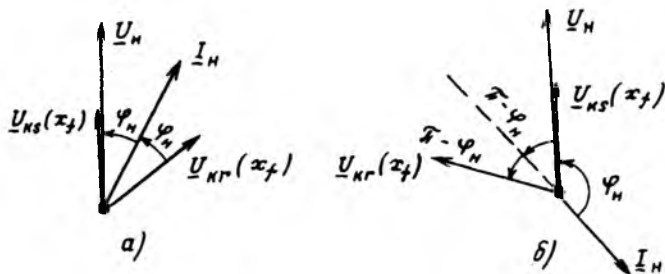


Рис. 1. Оценочное расположение векторов нагрузочного и аварийного режимов:

а — прямая, б — обратная передача мощности в нагрузочном режиме

Таблица 2

Нагрузка	Повреждение	Квадрант $\gamma(x_f)$	Годограф
Справа $0 < \varphi_H < \pi/2$	Справа	I	
Слева $R_H > 0$ $X_H < 0$	Слева	II	
Слева $\pi/2 < \varphi_H < \pi$ $R_H < 0$	Справа	II	
Слева $X_H > 0$	Слева	I	

Примечание: 1 — хорда круговой диаграммы; 2 — линия переменного параметра; 3 — перпендикуляр, восстановленный к середине хорды; 4 — перпендикуляр, опущенный из начала хорды на линию переменного параметра; C — центр круговой диаграммы; сплошная линия — дуга положительных значений  $R_f$ ; пунктирная — дуга отрицательных значений; стрелка на диаграмме указывает направление перемещения точки при увеличении  $R_f$  (от 0 до  $\infty$ )

разграничивая подмножества годографов по значению угла  $\gamma$ , а сами множества — по значению угла  $\varphi_H$  (табл.2). Передаче мощности в нагрузочном режиме слева направо отвечают короткие дуги положительных сопротивлений первого подмножества и длинные — второго, а передаче справа налево — наоборот. Интересной особенностью длинных дуг является, в частности, наличие у них точки чисто реактивного сопротивления, что можно истолковать как своеобразный «активный резонанс» — компенсацию отрицательного сопротивления нагрузкой  $R_H$  положительным переходным сопротивлением  $R_f$ .

В табл.2 приведены годографы сопротивления на зажимах реле, которые относятся к междуфазным замыканиям в конкретной линии электропередачи напряжением 500 кВ протяженностью 409 км (рис.2).

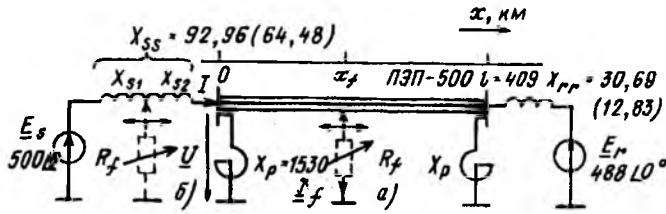


Рис. 2. Схемная модель электропередачи с вероятным повреждением в линии (а) или «за спиной» (б): сопротивления даны в Омах, в скобках — нулевая последовательность, ЭДС — в киловольтах;  $Z^0 = 13,62 + j120,8(74,89 + j387,6)$  Ом;  $Y^0 = j1,579 \cdot 10^{-3} (j1,098 \cdot 10^{-3})$  См

Помимо точек  $Z_H$  и  $Z_K(x_f)$  каждый годограф обладает еще одной характерной точкой, имеющей прямое отношение к свойствам реле сопротивления. Назовем ее граничным сопротивлением  $Z_T(x_f)$  и определим как то единственное сопротивление годографа, которое не зависит от модулей  $k(x_f)$  и  $m(x_f)$  комплексных параметров, входящих в (4)–(8), и определяется только углами  $\beta(x_f)$ ,  $\gamma(x_f)$ . Представим выражение (5) в форме

$$A(x_f) = A_T(x_f)B(x_f) / D(x_f, R_f); \quad (14)$$

$$A_T(x_f) = [\sin \beta(x_f) / \sin \gamma(x_f)] \exp j(\beta(x_f) + \gamma(x_f)); \quad (15)$$

$$B(x_f) = [k(x_f) - \cos \beta(x_f)] / \sin \beta(x_f) + j; \quad (16)$$

$$D(x_f) = [m(x_f)R_f + \cos \gamma(x_f)] / \sin \gamma(x_f) + j \quad (17)$$

и заметим, что имеется значение переходного сопротивления

$$R_{fT}(x_f) = [k(x_f) \sin \gamma(x_f) - \sin(\beta(x_f) + \gamma(x_f))] / m(x_f) \sin \beta(x_f), \quad (18)$$

приводящее к равенству величин (16) и (17)

$$B(x_f) = D(x_f, R_{fT}). \quad (19)$$

После чего из (4) и (14) последует выражение, отвечающее определению граничного сопротивления

$$Z_T(x_f) = Z_T(x_f) \exp j\varphi_T(x_f) = R_{fT}(x_f) + jX_T(x_f) = Z_H(1 + A_T(x_f)). \quad (20)$$

Рассмотрим некоторые особенности точек  $Z_T(x_f)$ . Первая особенность обнаруживается после преобразования (20) с учетом (7) и (15)

$$Z_T(x_f) = Z_H \frac{\sin(\varphi_K(x_f) - \varphi_H + \gamma(x_f))}{\sin \gamma(x_f)} \times \exp j\varphi_K(x_f), \quad (21)$$

что свидетельствует о расположении точки  $Z_T(x_f)$  на линии металлического короткого замыкания, проходящей из начала координат через точку  $Z_K(x_f)$ .

На рис.3,а и б показаны характерные точки годографов линии по рис.2 при междуфазных замыканиях в ее конкретных местах; при замыкании «за спиной» в аргументе указывается условная отрицательная координата ( $-x_{s2}$ ), говорящая о том, что судить о месте замыкания следует по индуктивным сопротивлениям  $X_{S1}$ ,  $X_{S2}$ . Заметим еще в качестве комментария к рис.3, что при коротком замыкании рядом с местом установки реле ( $x_f=0$ ) нулевое сопротивление  $Z_K(0)$  обладает ненулевым углом  $\varphi_{K0}$ . К тому же, как видно из (10), необходимо различать сопротивления

$$Z_{Ks}(0) = \varepsilon \exp \varphi_{Ks}(0) \quad \text{и} \quad Z_{Kr}(0) = \varepsilon \exp \varphi_{Kr}(0), \quad \varepsilon \rightarrow 0.$$

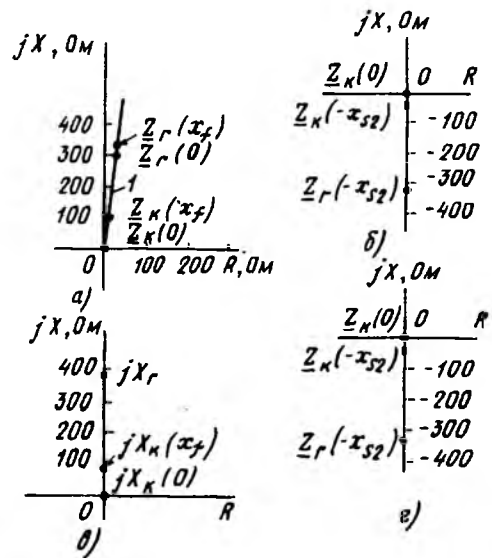


Рис. 3. Расположение второй и третьей характерных точек годографа сопротивления при  $\delta = -60^\circ$  и междуфазном замыкании: а, б — замыкание справа в точке  $x_f = 327$  км; в, г — замыкание «за спиной» в точке, разделяющей индуктивность  $X_{S1}$  на части  $X_{s1}$  и  $X_{s2}$  при  $X_{s2} = 37$  Ом; в, г — без учета потерь; I — линия металлического короткого замыкания

В рассматриваемой электропередаче (рис.2), где сопротивление слева от реле чисто индуктивное,  $\varphi_{Kr} = -90^\circ$ , чем и объясняется расположение точек  $Z_K$  и  $Z_T$  на оси мнимых (рис.3,б). Вторая особенность точки  $Z_T$  проявляется в том, что при данном значении  $\varphi_{Kr}$  она инвариантна относительно места замыкания «за спиной», так как угол,  $\gamma$  утрачивает зависимость от отрицательной координаты  $x_f$ . Для доказательства проанализируем соотношение  $Y/I_K$ , определяющее согласно выражению (8) зависимость  $\gamma(x_f)$ .

При междуфазном замыкании

$$Y = (jX_{Ss} + Z_{BK}) / jX_{s1}(jX_{s2} + Z_{BK}), \quad (22)$$



где  $Z_{вх}$  — входное междуфазное сопротивление линии относительно шин передающей системы.

Введем в рассмотрение коэффициент передачи по току между входом и выходом линии:  $K_f = I_{пр} / I_{св}$ , где  $I_{св}$  — ток на передающих;  $I_{пр}$  — на приемных шинах. Выразим с помощью этого независящего от места замыкания «за спиной» коэффициента ток  $I_k$ , который при замыканиях такого рода создается только правой ЭДС  $E_r$ . По принципу взаимности перенос ЭДС  $E_r$  с выхода линии на ее вход сопровождается переключением тока  $I_k$  со входа линии на выход, откуда

$$I_k = K_f E_r / (jX_{с2} + Z_{вх}). \quad (23)$$

Из (22) и (23) получаем выражение

$$Y / I_k = (jX_{сс} + Z_{вх}) / jX_{с1} K_f E_r,$$

аргумент которого не зависит от  $X_{с1}$ .

Третья особенность точки  $Z_T(x_f)$  заметна в линии без потерь. Из (21) видно, что при условиях (11), (12) годографы каждого подмножества пересекаются именно в этой точке, располагающейся на мнимой оси

$$\left. \begin{aligned} Z_T(x_f) = Z_T = jX_T = \text{const}; \\ X_T = Z_H \cos(\varphi_H - \gamma) / \sin \gamma = X_H + R_H \text{ctgy}. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Формула (24) в равной мере относится к замыканиям слева и справа от реле, поэтому она может быть детализирована с помощью оценок (13):

$$\left. \begin{aligned} X_{гс} = Z_H / \sin \varphi_H; \\ X_{гг} = -Z_H \cos 2\varphi_H / \sin \varphi_H. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Реактивные сопротивления  $X_T$  оказываются, таким образом, инвариантами, связанными только с параметрами нагрузочного режима и не зависящими ни от места замыкания, ни от отдельных параметров схемной модели линии электропередачи. Точки на рис.3, в, г и годографы на рис.4 построены для линии на рис.2 без учета потери ( $R^0=0$ ). Зависимость величины  $X_{гс}$  и определяющего ее согласно (25) угла  $\varphi_H$  от разности фаз между ЭДС  $E_s$  и  $E_r$  дана на рис.5.

Особый интерес представляют точки пересечения годографов. Пусть

$$\begin{aligned} Z_{12}(x_{f1}, x_{f2}) &= Z_{12} \exp j\varphi_{12} = Z(x_{f1}, R_{f1}) = \\ &= Z(x_{f2}, R_{f2}) \end{aligned} \quad (26)$$

есть точка пересечения годографов, принадлежащих двум местам линии с координатами  $x_{f1}$  и  $x_{f2}$ . Применительно к (4) равенство (26) означает, что

$$A(x_{f1}, R_{f1}) = A(x_{f2}, R_{f2}) = a_{12} \exp j\alpha_{12}. \quad (27)$$

Обозначив в (5)  $M_i = M(x_{fi})$ ,  $i = 1, 2$

$$N(x_f) = n(x_f) \exp j\vartheta(x_f) = K(x_f) - 1, N_i = N(x_{fi}),$$

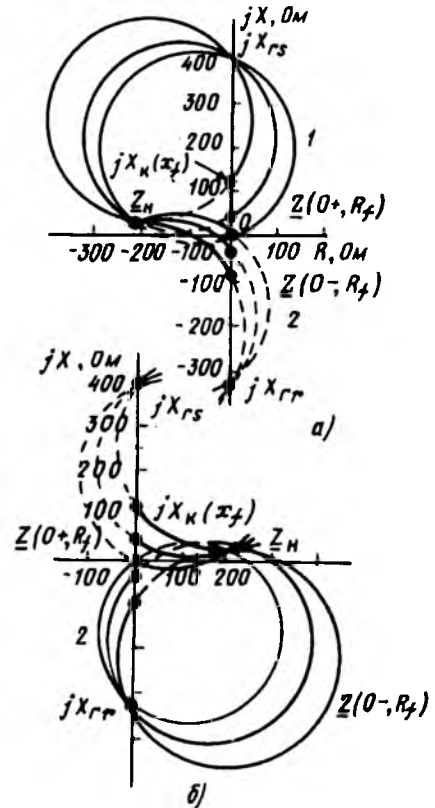


Рис. 4. Годографы сопротивления на замыках реле в линии без потерь:

а — при обратной передаче мощности ( $\delta = -60^\circ$ ); б — при прямой передаче ( $\delta = 60^\circ$ ); 1 — подмножество замыканий в линии при  $x_f = 0; 163; 409$  км; 2 — «за спиной» при  $X_{с2} = 0; 37; 92; 96$  Ом

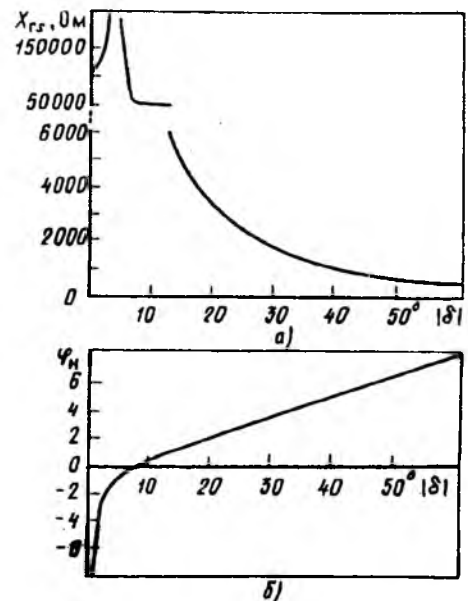


Рис. 5. Граничное сопротивление годографов (а) и угол сопротивления нагрузочного режима (б) в функции абсолютного значения угла передачи

Перепишем (27) в виде

$$a_{12} = \frac{n_i \exp j(\vartheta_i + \gamma_i - \alpha_{12})}{m_i R_{fi} + \exp j\gamma_i} = \frac{n_i \sin(\vartheta_i + \gamma_i - \alpha_{12})}{\sin \gamma_i} \times \frac{\operatorname{ctg}(\vartheta_i + \gamma_i - \alpha_{12}) + j}{(m_i R_{fi} + \cos \gamma_i) / \sin \gamma_i + j},$$

что приводит к соотношениям

$$m_i R_{fi} = \operatorname{ctg}(\vartheta_i + \gamma_i - \alpha_{12}) \sin \gamma_i - \cos \gamma_i; \quad (28)$$

$$a_{12} = n_i \sin(\vartheta_i + \gamma_i - \alpha_{12}) / \sin \gamma_i, \quad i = 1, 2. \quad (29)$$

Из (29) определяется угол

$$\alpha_{12} = \arctg \left[ \left( \frac{1}{1 - \xi} \right) (\operatorname{tg}(\vartheta_1 + \gamma_1) - \xi \operatorname{tg}(\vartheta_2 + \gamma_2)) \right] \\ \xi = \frac{n_2 \sin \gamma_1 \cos(\vartheta_2 + \gamma_2)}{n_1 \sin \gamma_2 \cos(\vartheta_1 + \gamma_1)} \quad (30)$$

и после этого модуль  $a_{12}$ , а затем по (28) — переходные сопротивления  $R_{fi}$ .

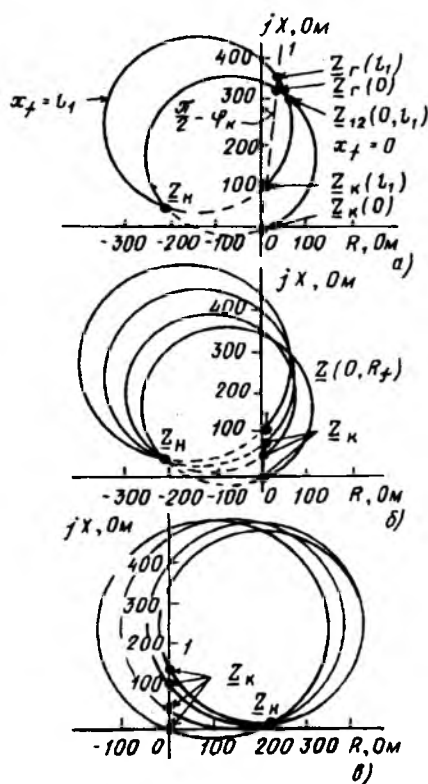


Рис. 6. Годографы сопротивления на зажимах реле при учете всех параметров линии:

а — двух точек линии ( $x_f=0$  и  $x_f=342$  км); б — множество годографов при  $\delta=60^\circ$ ; в — при  $\delta=60^\circ$ ; I — линия металлического короткого замыкания.

В линии без потерь граничная точка (24) и есть единственная точка пересечения всех годографов (рис. 4.), т.е.  $Z_{12}(x_{\Pi}, x_{\Pi}) = jx_r$ . Учет потерь (рис. 6) означает некоторое уменьшение угла  $\varphi_{ks}$  относи-

тельно исходного значения  $\pi/2$ , т.е. поворот вправо луча, на котором располагаются точки  $Z_k$  и  $Z_r$  (рис. 3), и отход вследствие этого точки пересечения  $Z_{12}$  от точек  $Z_r(x_{\Pi})$  и  $Z_r(x_{\Pi})$ . Существование, что при  $\delta < 0$  точки пересечения располагаются несколько ниже граничных точек (рис. 6).

Алгоритмы и характеристики адаптивных реле. Предположим, что для каждого нагрузочного режима имеется возможность создать информационную базу реле сопротивления в виде семейства годографов (4). Тогда возможны два типа алгоритмов действия адаптивного реле сопротивления: общий — с определением координаты повреждения (поиском оценки  $\hat{x}_f$ ) и частный — с определением только зоны повреждения. Пусть  $Z$  — измеренное сопротивление на зажимах реле. Общий алгоритм заключается в отыскании годографа  $Z(x_f, R_f)$ , которому принадлежит конкретная точка  $Z$ , а частный — в установлении того факта, что точка  $Z$  находится на одном из годографов зоны действия реле  $0 < x < l_1$ .

Если бы годографы не пересекались или же пересекались при нереальных значениях  $R_f$ , то алгоритмы были бы свободны от методической погрешности, так как каждая точка  $Z$ , полученная в результате измерений, располагалась бы на единственном годографе, принадлежащем конкретному месту линии  $x_f$ . Реальные значения  $R_f$  ограничены сверху и снизу:

$$R_{f \min} < R < R_{f \max}, \quad (31)$$

где  $R_{f \min} < 0$ , что должно гарантировать работу реле при практически важном значении  $R_f=0$ .

Проблема, связанная с пересечением годографов, специфична для режима обратной передачи ( $\delta < 0$ ), когда точке пересечения соответствуют положительные сопротивления  $R_{f1}$  и  $R_{f2}$  (рис. 4, а, б), и хорошо видна на примере линий без потерь, все годографы которой пересекаются в общей точке  $Z_r$ . Формально  $Z_r$  представляет собой в данном случае ту единственную точку комплексной плоскости, где дистанционный принцип утрачивает свое важнейшее свойство — селективность. Очевидно и то, что точность адаптивного реле сопротивления будет тем выше, чем ошутимее расхождение годографов (ниже их градиент).

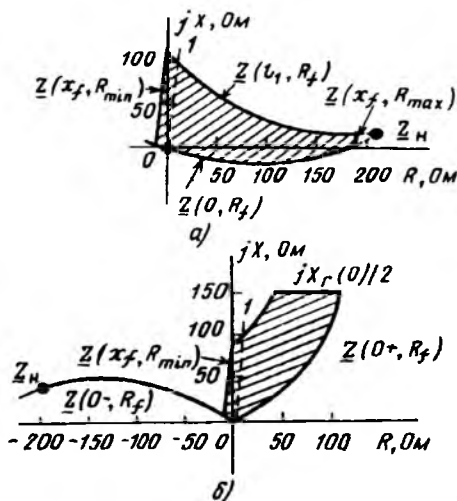


Рис. 7. Характеристики срабатывания адаптивного реле сопротивления а — при  $\delta=60^\circ$ ; б — при  $\delta=-60^\circ$ ;  $l_1=342$  км; I — линия  $Z_k$

В режиме прямой передачи ( $\delta > 0$ ) точки пересечения годографов, приходящиеся на дуги отрицательных сопротивлений  $R_f$ , не требуют внимания при построении характеристики адаптивного реле, область срабатывания которого ограничивается четырьмя линиями: снизу годографом начала зоны  $Z(0, R_f)$ , сверху — конца зоны  $Z(l_1, R_f)$ , а слева и справа — геометрическими местами точек  $Z(x_f, R_{\min})$  и  $Z(x_f, R_{\max})$  (рис. 7, а). Характеристика для режима обратной передачи требует учета сразу двух факторов: во-первых, точек пересечения, а во-вторых, близости дуги положительного сопротивления годографа замыкания «за спиной»  $Z(0-, R_f)$  к геометрическому месту точек  $Z(x_f, R_{\min})$  (рис. 6, б). Анализ показал, что все множество точек пересечения годографов располагается заведомо выше линии  $Z = jX_r(0)/2$ , которая, к сожалению, при больших значениях  $|\delta|$  может пройти ниже желательной кривой естественного ограничения зоны действия реле  $Z(x_f, R_{\max})$ . Таким образом, при обратной передаче мощности характеристика срабатывания адаптивного реле сопротивления в зоне  $x_f = 0 \div l_1$  предстает в виде фигуры, ограниченной справа годографом  $Z(0+, R_f)$ , сверху — линией:  $jX_r(0)/2$ , слева — годографом  $Z(l_1, R_f)$  и линией  $Z(x_f, R_{\min})$ , а снизу — годографом  $Z(0-, R_f)$  (рис. 7, б).

Ввиду того, что общий алгоритм в состоянии анализировать точки пересечения годографов, зона его действия не нуждается в ограничении верхней линией. Обнаружив, что замер сопротивления  $Z$  принадлежит двум годографам  $Z(x_{f1}, R_f)$  и  $Z(x_{f2}, R_f)$ , остается проверить местонахождение точек  $x_{f1}$  и  $x_{f2}$ . Если обе точки принадлежат зоне действия реле ( $0 < x_{f1} < x_{f2} < l_1$ ), то реле должно сработать. Если обе точки находятся вне данной зоны ( $l_1 < x_{f1} < x_{f2}$ ), то не должно работать. И, наконец, если точки оказываются в разных зонах, например, в первой и второй ( $0 < x_{f1} < l_1 < x_{f2} < l_2$ ), то принимается решение отнести повреждение ко второй зоне.

Точки пересечения годографов могут располагаться столь густо, что отнести какую-либо точку только к двум годографам, возможно, и не удастся. В той же линии без потерь (рис. 4, а) единственная точка пересечения годографов  $Z_r$  относится в равной степени ко всем точкам линии, и, следовательно, должна быть исключена из всех зон срабатывания реле, кроме самой последней.

**Метод дистанционных критериев.** В приложении к задаче синтеза адаптивных реле сопротивления изложенный в [1, 9] оптимизационный алгоритм принимает очертания метода, основные положения которого заключаются в следующем. Вводится целевая функция  $\sigma(x)$  — избыточный параметр повреждения линии, предполагаемого в месте с координатой  $x$ . Главное требование, предъявляемое к функции  $\sigma(x)$ , — в месте реального повреждения она должна принимать нулевое значение

$$\sigma(x_f) = 0 \quad (32)$$

и это уравнение служит дистанционным критерием определения места повреждения. Аналогично строится дистанционный критерий определения зоны повреждения ( $x_f = 0 \div l_1$ )

$$\text{sign } \sigma(0) \neq \text{sign } \sigma(l_1). \quad (33)$$

Роль функции  $\sigma(x)$  может сыграть любой реактивный параметр предполагаемого повреждения, в соответствии с чем переходное сопротивление в произвольном месте  $x$  полагается комплексной

величиной  $Z_f(x)$ . Пример целевой функции — реактивная мощность предполагаемого повреждения

$$\sigma(x) = Q(x) = \text{Im} \left[ U(x) I_f^*(x) \right], \quad (34)$$

где  $U(x)$  и  $I_f(x)$  — напряжение и ток сопротивления  $Z_f(x)$ ;  $I_f^*$  — сопряженный комплекс.

В месте реального повреждения  $Z_f(x_f) = R_f$ , поэтому

$$Q(x_f) = \text{Im} \left[ U(x_f) I_f^*(x_f) \right] = 0, \quad (35)$$

что согласуется с требованием критерия (32). Говоря о том, что наблюдаемый режим создается резистором  $R_f$ , включенным в месте  $x_f$ , равенство (35) становится тем самым адекватным уравнению годографа (4), в чем можно убедиться и чисто формально, выражая величины  $U(x_f)$ ,  $I_f(x_f)$  через сопротивление  $Z$  и параметры схемной модели. Но тогда получается, что дистанционные критерии (32), (33), в свою очередь, адекватны общему и частному алгоритму действия адаптивного реле сопротивления. Что же касается конкретной реализации реле, то она будет зависеть от выбора целевой функции и от полноты схемной модели.

Для получения зависимости  $U(x)$  достаточно знания измеренных напряжений и токов в начале линии:  $U(0) = U$ ,  $I(0) = I$ . Без учета распределенной емкости  $U(x)$  — линейная функция расстояния. Так, при замыкании между фазами  $B$  и  $C$

$$U(x) = U_{BC}(x) = U - Z^0 I x; \quad (36)$$

$$I = I_{BC} = I_B - I_C.$$

Целевую функцию типа (34), нуждающуюся в расчете тока  $I_f$  внутри предполагаемого повреждения, назовем прямой. Более прост расчет косвенных функций, получаемых заменой тока  $I_f$  близкими к нему по углу аварийной или симметричной составляющими тока в начале линии [1]. Пусть  $I_a = I - \hat{I}_H$  — аварийная слагающая;  $I_H$  — ток доаварийного режима;  $\hat{I}_H$  — его экстраполяция на время после аварии, производимая, если  $I_H$  был подвержен изменению (режим качаний). Поскольку ток  $I_f$  является единственным источником аварийных слагающих всех прочих токов, то в линии без потерь

$$\arg I_f(x) = \arg I_a, \quad (37)$$

что дает возможность перейти от прямой целевой функции (34) к косвенной, сохранив критерии (32) и (33)

$$\sigma(x) = \text{Im} \left[ U(x) I_a^* \right], \quad (38)$$

а с учетом (36)

$$\sigma(x) = \text{Im} \left[ U I_a^* \right] - \left[ \text{Im} \left( Z^0 I I_a^* \right) \right] x. \quad (39)$$

Функция (39) предельно упрощает поиск оцен-

ки  $\hat{x}_f$  координаты места повреждения. Согласно (32)

$$\hat{x}_f = \text{Im} \left( \text{UI}_a^* \right) / \text{Im} \left( Z^0 \text{I}_a^* \right). \quad (40)$$

Проблема пересечения годографов проявляется в методе дистанционных критериев неоднозначностью решения уравнения (32) с прямой целевой функцией (34), это будут две точные оценки  $\hat{x}_{f1}$  и  $\hat{x}_{f2}$ , и, хотя одна из них ложная, она неотличима от правдивой. Косвенные целевые функции дают менее точное решение, но зато оно в меньшей степени страдает от неоднозначности. Функция (39) никогда не дает двух решений, и лишь в единственной ситуации решения не существует. Такой режим наступает, когда  $Z=Z_T$ ,  $\arg Z_T = \arg Z^0$ , и оказывается, что все напряжения линии синфазны

$$\arg U(x) = \arg U = \arg Z^0 \text{I}. \quad (41)$$

Функция (38) подводит реле сопротивления к условию срабатывания (32) при совпадении фаз напряжения  $U(x_f)$  и тока  $I_a$ , что с учетом (41) означает

$$\arg U = \arg I_a. \quad (42)$$

Соотношения (41), (42) говорят о том, что характеристикам адаптивного реле сопротивления на основе косвенной целевой функции всегда присуща всего лишь одна точка неопределенности, и это положение справедливо вне зависимости от уровня потерь в линии электропередачи.

## Выводы

1. Условия функционирования адаптивного реле сопротивления принципиально тяжелее в режиме обратной передачи мощности нагрузочного режима, когда в линии при замыкании возможно явление «активного резонанса» — компенсации положительного переходного сопротивления отрицательным сопротивлением нагрузки, из-за чего возникает пересечение годографов сопротивления, а значит, и неразличимость повреждений в разных местах линии при некоторых значениях переходных сопротивлений.

2. Существуют общий и частный алгоритмы действия адаптивного реле сопротивления, первый из которых обеспечивает более высокую чувствительность в трудных условиях при обратной передаче мощности нагрузочного режима.

3. Метод дистанционных критериев ставит синтез адаптивных реле сопротивления на регулярную основу. При этом решаются как задача дистанционной защиты, так и определения места повреждения линии электропередачи.

## Список литературы

1. Диагностика линии электропередачи. /Ю.Я.Лямец, В.И.Антонов, В.А.Ефремов и др.//Электротехнические микропроцессорные устройства и системы. Чебоксары: Чуваш.ун.-т. 1992, С.9-32.
2. Zhang Zhishe, Chen Deshu. An adaptive digital distance protection of EHV transmission lines //IEEE CSEE Joint Conf. High Voltage transmission Syst. in China Beijing. 1987. P. 416 — 421.
3. Girgis A.A., Makram E.B. Application of adaptive Kalman filtering in fault classification, distance protection, and fault location

using microprocessor // Power Ind. Comput. Appl. Conf. PICA. Montreal. 1987. p.436 — 445.

4. Adaptive ground fault protection Schemes for turbo-generator based on third harmonic voltages / X.G.Yin, O.P.Malik, G.S.Hope, D.S.Chen // IEEE Trans. Power Deliv. 5. N2. 1990. P.595 — 603.
5. Справочник по теории автоматического управления /Под ред. А.А.Красовского. М.: Наука, 1987.
6. Шисерсон Э.М. Дистанционные защиты. М.: Энергоатомиздат, 1986.
7. Фабрикант В.Л. Дистанционная защита. М.: Высшая школа, 1978.
8. Аржанников Е.А. Дистанционный принцип в релейной защите и автоматике линий при замыканиях на землю. М.: Энергоатомиздат, 1985.
9. Лямец Ю.Я., Антонов В.И., Нудельман Г.С. Оптимизационный алгоритм контроля состояния электрической системы // Диагностика электроэнерг.оборуд. с использ. микропроц. средств: Мат. I Всесоюз. науч.-техн.конф. Киев: Ин-т электродинамики. 1990. С.30 — 34.
10. Фейст П.К. Исследование работы дистанционных реле методом круговых диаграмм в комплексной плоскости полных сопротивлений //Тр.ЦНИЭЛ. 1953. Вып.1. С.41 — 88.
11. Атабеков Г.И. Теоретические основы релейной защиты высоковольтных сетей. М.: Госэнергоиздат, 1957.

---

## ХРОНИКА

---

УДК 621.313.3.024.061.3

## СЕДЬМАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ ПО ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ МАШИНАМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Конференция проходила с 1 по 4 июня 1993 г. в Омском институте инженеров железнодорожного транспорта и была организована Международной инженерной академией, Центральным правлением и отделением Западно-Сибирской железной дороги, Российскими научно-техническими обществами железнодорожников, энергетиков и электротехников, Российской инженерной академией.

Конференция была приурочена к 90-летию со дня рождения выдающегося исследователя, создателя теории оптимальной коммутации заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, доктора технических наук, профессора М.Ф.Карасева.

Конференция собрала многих ученых и специалистов высших учебных заведений, ведущих промышленных предприятий и фирм, занятых разработкой научных основ проблемы коммутации, проектированием, производством и эксплуатацией коллекторных электрических машин постоянного тока.

Было заслушано и обсуждено 40 докладов, посвященных современным проблемам развития и кон-

струирования машин, теории и практике коммутации, оценке работы коллекторно-щеточного узла и способам его диагностики, разработке перспективных контактных материалов, влиянию коммутации на эксплуатационные характеристики электровозов, а также новым тенденциям и взглядам на методы расчета различных узлов и электромагнитных систем коллекторных машин. Ряд докладов содержал ценные результаты законченных НИОКР, выполненных на высоком научно-техническом и производственном уровне, внедрение которых в народное хозяйство России и СНГ дает экономию в десятки миллиардов рублей в год.

Пленарное заседание открылось докладом, представленным научно-производственной фирмой "Электроконтакт-2" (г.Москва) и посвященным состоянию и развитию в мировом электромашиностроении конструкций и технологии изготовления коллекторных электрических машин постоянного тока.

В докладе показано, что электротехнические устройства в зависимости от конкретных условий и задач будут развиваться как в бесконтактном, так и в контактном направлениях. Объем годового производства коллекторных двигателей (без микроэлектромашин) составляет в СНГ около полумиллиона единиц, эксплуатационный парк 15-20 млн. Эти двигатели используются в электроприводах наиболее ответственного назначения. Только на изготовление коллекторов в СНГ ежегодно затрачивается около 3,0 т серебра и 40 тыс.т меди.

Фирмой были представлены на обсуждение разработанные и внедренные новые конструкции коллекторов с повышенной в 1,5-2 раза коммутационной способностью и уменьшенным до 70% расходом меди на их изготовление, щеточно-контактные аппараты с рулонными пружинами постоянного давления с двойным демпфированием, со щетками высотой до 120 мм и сроками службы без смены до 20 000 ч.

Разработаны скользящие контакты для кольцевых узлов токосъема с малыми потерями и длительной плотностью тока до  $600 \text{ А/см}^2$  и прецизионные скользящие контакты для автоматических систем управления, заменяющие золото, палладий и серебро.

Совместно с институтом "Гипроцветобработка" и НИИэлектроугольных изделий разработан руководящий документ РД 16.302-86 по выбору пар скользящего контакта для электрических машин постоянного и переменного тока всех исполнений.

В докладе, представленном директором ВЭЛНИИ (г.Новочеркасск), академиком Российской Академии транспорта В.Г.Щербаковым и инженером В.И.Седовым, показаны основные направления в конструировании тяговых двигателей электровозов. В частности, для снижения тепловой напряженности машин применена изоляция

монолит, головки задней лобовой части якорей выполнены открытыми. Для повышения коммутационной и потенциальной устойчивости уменьшено число проводников в пазу, при увеличении общего числа пазов сердечники добавочных полюсов выполнены штрихованными с двумя немагнитными зазорами, катушки конструктивно приближены к якору, усилена МДС компенсационных обмоток до обеспечения полной компенсации МДС якоря не только под сердечником главного полюса, но и за его пределами, вплоть до зоны коммутации, произведен более точный подбор формы наконечника добавочного полюса из условий равенства нулю результирующих потокосцеплений коммутируемой катушки. Отмеченные мероприятия внедрены на двигателях НБ-514, что позволило снять ограничения по коммутации в тормозных режимах, которые имеют место на двигателях НБ-418К6. Одновременно в два раза снижены затраты на вентиляцию при повышении мощности на 7,5% и существенно уменьшен расход обмоточной меди.

Достижениям и перспективам развития исследований машин постоянного тока (МПТ) посвящен доклад профессора СПбГТУ В.В.Фетисова. Изготовлены крупные новые прокатные двигатели МПС 14000-63, МП 800-300, уникальный четырехмашинный агрегат мощностью 100 МВт, созданы МПТ общепромышленного применения серии 4П.

Достигнутый прогресс опирается на совершенствование теории расчета и проектирования МПТ. Интенсивно развиваются исследования по разработке и применению новых конструкционных, изоляционных и проводниковых материалов. Совершенствуется диагностика причин искрения и методов отладки коммутации. Разработаны, в частности, фотоиндикаторы искрения, регистрирующие импульсные напряжения разрыва под краями щеток, предложены также различного рода профилометры, прибор для оценки стабильности контактирования щеток, дистанционные датчики температур. Проведены обширные исследования в переходных режимах работы при широком регулировании частоты вращения и питания от тиристорных преобразователей.

Разработке методов и техническим средствам обеспечения электромагнитной совместимости электрических сетей и их приемников посвящен доклад зав.кафедрой СМИИТ доцента Е.И.Кордюкова.

На секционных заседаниях с докладом о новых положениях теории коммутации коллекторных машин малой и средней мощности выступили профессор А.И.Скороспешкин, В.Р.Тарановский, Ю.А.Харисман (Самарский политехнический институт). По мнению авторов, одной из основных проблем современной теории коммутации является проблема адекватного отражения процессов в скользящем контакте, при моделировании комму-

тационных циклов, количественное определение понятий "коммутационная устойчивость" и "коммутационная напряженность", критерий искрообразования под щетками и проблемы, связанные с коммутирующей способностью щеток. Новая теория позволила более точно и объективно проводить расчеты и определять экспериментально и теоретически коммутационную напряженность коллекторных пластин.

Профессором В.Д.Авиловым и Е.И.Савельевой представлен доклад по улучшению условий коммутации крупных машин постоянного тока с помощью составных щеток. Эффект применения таких щеток выразился в расширении зоны коммутации определенной балльности в среднем в два раза, что существенно повышает коммутационную устойчивость коллекторных машин.

Теми же авторами прочитан доклад о коммутационной напряженности и влиянии неидентичности на условия токосъема в МПТ. Для оценки степени влияния неидентичности коммутационных циклов автором разработана математический аппарат, получивший название теории чувствительности и допусков. Новый метод открывает широкие возможности для решения задач дальнейшего перспективного и научного направления исследований, например, по установлению и ужесточению допусков с ожидаемым эффектом, становится реальным решение задачи оптимизации самих допусков с учетом экономических и технических требований, связанных с условиями коммутации.

Одним из немногих на технологические темы прозвучал доклад В.В.Харламова и Ю.Я.Безбородова (ОМИИТ). Ими разработан бесконтактный прибор

контроля профиля коллектора ПКП-5, что позволило использовать его непосредственно в процессе динамической формовки, при температурах в коллекторной камере 100-150°С. Прибор позволяет точно определять перепады между коллекторными пластинами и места дефектов в коллекторе с числом пластин до 1999.

Два доклада "Современные тенденции в конструировании щеток для тяговых двигателей" и "О результатах разработок и освоения новых щеток для тяговых электрических машин" были представлены специалистами НИИ — электроугольных изделий и МИИТ. Разработаны новые конструкции щеток с применением шприцованных резиновых накладок, что на 5-30% снижает износ и на 10-15% — коэффициент трения щеток о коллектор.

Разработаны конструкции узла крепления токоведущего провода и щеток с применением новых конопаточных порошков и цементирующих композиций, что позволило стабилизировать переходное электросопротивление, существенно упрочить и снизить потери в узле крепления.

Кроме описанных докладов на конференции в секциях был прочитан и ряд других докладов, затрагивающих разнообразные вопросы проектирования, технологии изготовления, исследований и эксплуатации различных типов коллекторных машин постоянного тока.

Представленные на конференции работы существенно повышают технический уровень и возможности коллекторных электрических машин постоянного тока. Они показали, что коллекторные машины полностью сохраняют присущие им преимущества и вполне конкурентоспособны в сравнении с другими типами машин

Г.Н.ФРИДМАН, научный руководитель  
и зам. директора НПФ "Электроконтакт-2".

---

## ВНИМАНИЕ!

Если Вы не успели подписаться на наш журнал на II полугодие 1993 г. и согласны получать журнал в редакции по адресу: Москва, Зоологическая ул. (метро Баррикадная), д. 11, 2-й этаж, комн. 212, телефон 254-11-52, Вам необходимо перевести деньги (стоимость одного номера 100 руб.) Энергоатомиздату на р/с 362101 в Москворецком отделении ПСБ филиале МИБ, МФО 201133, код банка 9201137, индекс банка 113184 — 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 ноября за N 12).

Так же можно подписаться и на I полугодие 1994 г., избежав высоких почтовых расходов. Стоимость одного номера журнала "Электротехника" в I полугодии 1994 г. — 1000 руб.



### **КУЗНЕЦОВ БОРИС ИВАНОВИЧ**

(30 декабря 1900 г. — 29 июля 1993 г.)

Перестало биться сердце Бориса Ивановича Кузнецова — выдающегося ученого-электромеханика, доктора технических наук, лауреата Государственной премии.

Трудовой путь Б.И. Кузнецова начался на заводе "Электросила" в 1925 г. после окончания Ленинградского политехнического института. Вся его научная и производственная деятельность связана с проектированием и производством электрических машин.

Особенно велик вклад Б.И. Кузнецова как Главного конструктора в создание единых серий асинхронных двигателей А2, 4А, давших народному хозяйству страны многомиллионный экономический эффект.

Многогранная деятельность Б.И. Кузнецова охватывала работу в МЭК и СЭВ, в редколлегиях журналов "Труды ВНИИЭМ" и "Электротехническая промышленность", в специализированном Ученом совете МЭИ.

Б.И. Кузнецовым опубликовано более 30 печатных работ, в том числе монография по проектированию электрических машин.

Труды Кузнецова Б.И. отмечены высокими наградами Родины — орденами "Знак Почета", "Октябрьской революции" и многими медалями. За создание общесоюзной единой серии асинхронных двигателей А2 Кузнецов Б.И. удостоен Государственной премии СССР.

Для всех, кто знал Бориса Ивановича Кузнецова, он навсегда останется добрым, объективным, принципиальным, жизнелюбивым и энергичным человеком. *Прощай, дорогой учитель и друг.*

### **АРОН АБРАМОВИЧ РАБИНОВИЧ**

30 июля 1993 г. на 84-м году жизни после тяжелой болезни скончался Арон Абрамович Рабинович.

Более 50 лет проработал Арон Абрамович на заводе "Динамо". Начиная с военного 1942 г. и до 1982 г. Арон Абрамович — главный конструктор завода. Под его руководством и при его непосредственном участии было создано и внедрено в производство более 200 типов электрических машин, около 50 типов аппаратов и более 100 систем тяговых и крановых электроприводов.

Наряду с успешной исследовательской и конструкторской деятельностью Арон Абрамович вел большую научную работу. Его перу, в том числе и в содружестве с другими авторами, принадлежит свыше 40 печатных научных трудов по электрическим машинам. Статьи и книги Арона Абрамовича, благодаря четкости, конкретности изложения и глубине исследований, до настоящего времени с успехом применяются при практическом проектировании электрических машин. И более 25 лет Арон Абрамович был членом редколлегии журнала "Электротехника", причем с 1965 г. — заместителем главного редактора этого журнала.

За успехи в развитии производства тягового, кранового и судового электрооборудования А.А. Рабинович награжден тремя орденами Трудового Красного знамени, орденом "Знак Почета", пятью медалями, отмечен тремя медалями ВДНХ, многими Почетными грамотами.

Арон Абрамович оставил глубокий, яркий след в биографии отечественного электромашиностроения, в благодарной памяти товарищей по работе.

Светлая память об А.А. Рабиновиче, разносторонне и высокообразованном человеке, наделенном живым искрящимся юмором и способностью легкого общения с самыми разными людьми, навсегда сохранится в сердцах коллег.

# СПРАВОЧНО- ИНФОРМАЦИОННЫЙ ОТДЕЛ

## ОТ АКАДЕМИИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

Академия электротехнических наук, зарегистрированная Министерством юстиции Российской Федерации в качестве высшей в своей области научно-технической организации с общероссийским статусом, в соответствии с Уставом и решением Учредительной конференции настоящим извещает об открывающихся вакансиях действительных членов и членов-корреспондентов Академии по следующим научно-отраслевым отделениям:

Научно-отраслевые отделения	Число вакансий	
	Действительных членов	Членов-корреспондентов
1. Теоретическая электротехника	6	11
2. Электроэнергетика	9	18
3. Электромеханика и силовая преобразовательная техника в промышленности	9	17
4. Электротехнические системы и устройства общего назначения	8	18
5. Электротехнические системы транспорта и космической техники	9	19
6. Электротехнология	3	6
7. Средства и системы контроля, управления и автоматизации	9	19
8. Электротехнические материалы и изделия	3	6
9. Электрофизические и сверхпроводящие устройства	3	7
10. Электромагнитная совместимость и экология	4	8

Действительными членами Академии электротехнических наук согласно Уставу Академии избираются ученые, обогатившие науку выдающимися достижениями и открытиями, широко признанными и используемыми в научно-практической деятельности.

Членами-корреспондентами Академии электротехнических наук согласно Уставу Академии избираются ученые и специалисты, внесшие признанный вклад в развитие электротехнической науки.

Действительные члены и члены-корреспонденты избираются, как правило, из числа докторов наук и профессоров.

К участию в выборах допускаются прежде всего ученые, представившие личные программы фундаментальных и прикладных работ по развитию электротехнической науки в промышленности, строительстве, сельском хозяйстве, на транспорте, в медицине, социальной сфере и других приоритетных для России направлениях народного хозяйства в условиях перехода к рыночной экономике.

Выдвигать кандидатов в действительные члены и члены-корреспонденты могут научные учреждения и высшие учебные заведения, государственные и общественные организации, действительные члены и члены-корреспонденты Академии электротехнических наук по указанному в данной публикации научно-отраслевым отделениям.

В случае представления кандидатов научными учреждениями, высшими учебными заведениями, государственными и общественными организациями выдвижение производится на заседаниях ученых и научно-технических советов, коллегий или президиумов путем тайного голосования простым большинством голосов.

Представление на кандидатов в действительные члены и члены-корреспонденты Академии с соответствующей мотивировкой и с приложением необходимых документов направляется в адрес Президиума Академии в течение одного месяца со дня настоящей публикации.

Необходимо направить (в двух экземплярах):

Представление Совета общественных или государственных организаций с результатами тайного голосования или письмо с соответствующей мотивировкой в случае выдвижения кандидата действительным членом или членом-корреспондентом Академии электротехнических наук, автобиографию, личный листок по учету кадров, список научных трудов, копии дипломов об окончании вуза и доктора наук, аттестат профессора, отзыв о научно-общественной деятельности кандидата с основного места работы, личную научную программу с экономическим обоснованием (объемом не более 2-х страниц) и 2 фотографии размером 4,5 х 6 см.

Указанные материалы следует направлять по адресу:

105835, ГСП, г. Москва, Красноказарменная ул., 14, Президиум Академии электротехнических наук.

Президент Академии  
электротехнических наук *В.Г. Герасимов*

Главный ученый секретарь Академии  
электротехнических наук *Г.Е. Иванченко*

### ВНИМАНИЮ СПЕЦИАЛИСТОВ

Отдел научно-технической информации располагает богатейшим информационным фондом для руководителей, инженеров, конструкторов, предпринимателей, сотрудников отделов снабжения, маркетинговых служб, благодаря которому можно быстро, грамотно и на высоком техническом уровне решить комплекс научно-технических проблем.

Информация включает в себя все сведения по



электротехнике, электронике, измерительной и вычислительной технике, транспорту, подъемно-транспортному оборудованию, технологии электромашиностроения.

*Информация представлена:*

1. Тематическими реферативными подборками, составленными по отечественным и зарубежным публикациям. Они являются ключом к получению сведений о первоисточниках (книгах, журналах, отчетах, переводах, каталогах, диссертациях, рукописях и т.д.) и дают возможность углубленно изучить проблему и определить перспективы и тенденции развития данного направления.

2. Подборкой отечественных каталогов и справочников, содержащих все сведения об изделиях, выпускаемых странами СНГ (тип, технические характеристики, габариты, адреса предприятий-работчиков и изготовителей).

3. Подборкой фирменных каталогов, содержащих аналоги отечественных изделий. На основании данной подборки можно определить качество и конкурентоспособность выпускаемых Вами изделий.

4. Фирменными досье, включающими в себя номенклатуру изделий, адреса-фирм, адреса и телефоны Российских представительств.

Кроме того, сотрудниками ОНТИ постоянно подготавливаются аналитические обзоры и справки по городскому электрическому транспорту (трамвай, троллейбус, метрополитен), которые включают в себя сведения о новейших достижениях зарубежного подвижного состава.

Вы сможете стать нашим заказчиком, если укажете любую частную проблему, которую Вам необходимо решить, в рамках вышеперечисленной тематики.

Наш адрес: 109280, Москва, Ленинская слобода, 26, ОНТИ.

Факс: 275-49-03.

Телефон для справок: 275-37-27.

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ предполагает выпустить в начале 1994 г. справочник "Электрические машины малой мощности" (авторы: М.П.Дорохин, В.Ч.Долидзе, В.А.Соболев, В.Н.Суслов, В.В.Алексеев). Объем 30 авторских листов, ориентировочная цена 480 руб.

Справочник будет распространяться издательством (в книготорги не поступит) по заявкам организаций и частных лиц. Для приобретения книги необходимо сделать предварительную заявку, выкупить книгу за наличный расчет или по перечислению и получить ее на складе издательства.

Заявки необходимы для уточнения тиража и резервирования книг.

Расчетный счет издательства № 362101 в Московском отделении Промстройбанка г.Москвы филиала МИБ, МФО 201133, кор. счет банка 418161800.

По всем вопросам обращаться в редакцию литературы по электротехнике и промышленной электронике по телефону 925-98-35.

## РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.313.3.001.8

**Обобщенная аксиальная электромашина.** А. И. Астафьев. Электротехника, 1993, № 9-10, с. 4

Рассмотрена проблема создания бесконтактной силовой электромашины, способной конкурировать с классической контактной машиной по удельной массе активных материалов и КПД, т.е. экономически. Классическому принципу построения фазных обмоток (распределение на окружности расточки) противопоставлен аксиальный принцип. Показано, что в электромашине с аксиальным принципом распределения фаз одновременно решаются как проблема бесконтактности, так и удельной массы бесконтактных электромашин.

Ил.8. Табл.1.Библ.15 назв.

УДК 621.313.13.044.2.001.24

**Расчет геометрических параметров деталей и сборочных единиц статоров, изготавливаемых из разнородных материалов.** А. В. Сорокин. — Электротехника, 1993, № 9-10, с. 13

Получено выражение для расчета коэффициента, характеризующего влияние конструктивных параметров статорной и сердечника статора асинхронных двигателей на точностные параметры отверстия статора.

Библ. 3 назв.

УДК 621.313.3:628.517.2

**Расчет вентиляционного шума электрических машин.** М. П. Кухарский, Ю. М. Ковалев — Электротехника, 1993, № 9-10, с. 15

На основании экспериментальных данных предложена зависимость для определения уровня структурной составляющей вентиляционного шума асинхронных двигателей разных габаритов и скоростей вращения. Возможность учета структурного шума позволяет значительно расширить область адекватного определения акустических параметров вентиляторов наружного обдува на стадии проектирования и при экспериментальных исследованиях.

Ил.1. Библ.4 назв.

УДК 621.316.618.9.064.4 (048)

**Магнитные дугогасительные устройства элегазовых выключателей.** Л. Н. Матковская. — Электротехника, 1993, № 9-10, с. 16

Рассмотрено современное состояние развития магнитных дугогасительных устройств (МДУ) элегазовых выключателей среднего напряжения, в основном зарубежных фирм. Определены основные разновидности МДУ и их комбинаций с другими средствами дугогашения (автогенерирующими, автокомпрессионными), описаны характерные магнитодвижущие средства в МДУ (катушки, постоянные магниты и др.), конструктивные решения. Отмечается расширение области использования МДУ в ЭВ, в основном — среднего напряжения, благодаря простоте их конструкции, "мягкому" гашению, снижению энергии привода.

Ил.6. Библ. 1 назв.

УДК [621.316.042::538.945].001.24

**Расчет сверхпроводникового соленоида заданной энергоемкости.** Г. Л. Березин, И. А. Кирьенин, Т. С. Пирогова. — Электротехника, 1993, № 9-10, с. 26

Предложен метод расчета сверхпроводникового соленоида заданной энергоемкости по безразмерным функциям, которые могут быть представлены в виде графиков либо табулированы по относительным размерам соленоида. При этом выбор значений электромагнитных нагрузок в соленоиде учитывает конкретный характер взаимозависимости критической плотности тока и поля используемого сверхпроводящего провода.

Ил.4. Табл.4. Библ.8 назв.

УДК 621.315.618.9.533-275

**Анализ состояния влаги в элегазовом электрооборудовании.** В. Г. Аракелян. — Электротехника, 1993, № 9-10, с. 32

Из уравнения материального баланса воды в элегазовых аппаратах выводятся уравнения, позволяющие по результату измерения влажности элегаза в электрооборудовании при текущей температуре оценить соответствует ли выполненное измерение влажности установленному нормативу влажности на весь оставшийся до конца эксплуатации период. Для оборудования, выпущенного до введения в действие РД 16.Обб-83, приводятся уравнения для расчета допустимой минимальной среднесуточной температуры, при которой возможна безопасная эксплуатация.

Библ.2 назв.

УДК 621.316.542.027.3.001.24

**Динамика пружинного привода ЕRM в режиме холостого хода.** Н. С. Куровский, Б. Е. Хоменчук, С. Н. Куровский. — Электротехника, 1993, № 9-10, с. 36

Даны результаты исследований динамических процессов в механизме привода при режиме холостого хода, когда отсутствует действие электродинамических сил. Приведена количественная оценка силовых воздействий на детали механизма.

Ил.5.

УДК 62-83:621.311.6.001.24

**Электропривод по схеме: импульсный источник питания понижающего типа — двигатель.** Л. А. Шпиглер. — Электротехника, 1993, № 9-10, с. 40

Описана схема электропривода, обеспечивающая питание двигателя от импульсного источника понижающего

типа. Приведены результаты анализа электромагнитных и электромеханических процессов. Дана методика расчета характеристик в квазиустановившемся режиме и выбор основных параметров схемы. Приведены методика и алгоритм исследования переходных процессов в схеме на ПЭВМ.

Ил.3. Библ. 1 назв.

УДК 62-83.004.5

**Система контроля электроприводов.** В. А. Атанов, Г. С. Бригов. — Электротехника, 1993, № 9-10, с. 43

Показан принцип построения системы контроля электроприводов на основе идентификации параметров блока диагностирования. Обработка наблюдений за контрольными точками электропривода ведется с использованием сингулярных чисел и векторов соответствующей матрицы. Рассмотрены режимы работы системы и результаты ее моделирования на персональной ЭВМ типа ИВМ-РС.

Ил.7. Библ. 2 назв.

УДК 621.315.2.016.2

**Теоретические и экспериментальные исследования экранирующих характеристик гибких комбинированных экранов герметизированных кабелей (часть II).** Я.З. Месенжник, В.В. Ушаков. — Электротехника, 1993, № 9-10, с. 50

Рассмотрены вопросы расчета экранирующих характеристик гибкого комбинированного экрана из магнито-герметика и медной (толщина проволоки 0,23 мм) оплетки. Приведены результаты экспериментальных исследований эффективности экранирования кабелей. Разница между теоретическими и экспериментальными данными в зависимости затухания экранирования от частоты не превышает 2 дБ или 3,1% для кабеля КСПРЭГ 5×1,0 мм<sup>2</sup>, 3 дБ или 5% для кабеля КСПРЭГ 37×2,5 мм<sup>2</sup>, 1,8 дБ или 3% для кабеля КСПРЭГ 5×1,0 мм<sup>2</sup> с толщиной герметика 0,5 мм и 3,2 дБ или 4,1% с толщиной герметика 2,0 мм.

Ил.8. Табл.3. Библ. 15 назв.

УДК 621.316.1.016.2.001.24

**Определение мощности в электрической сети методом быстрого разделения матриц с использованием алгоритма сохранения огибающей.** А. Ф. Мухсен. — Электротехника, 1993, № 9-10, с. 56

Алгоритм хранения огибающей, широко используемый в структурном анализе, не привлек внимания специалистов-электротехников. Указанный метод применен для решения системы линейных уравнений способом быстрого разделения. Показано, что использование этих алгоритмов эффективно помогает при расчете электро-

Табл.4. Библ. 7 назв.

Научный редактор Н.С.Разумовская. Литературный редактор А.М.Мескина. Художественный редактор Т.А.Дворецкова.

Сдано в набор 02.08.93. Подписано в печать 27.09.93. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 8,82. Усл. кр.-отг. 40,26. Уч.-изд. л. 8,36. Тираж 1565 экз. Заказ 936

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Набрано в МНТВН "ЭФИНТЕХ", 111250, Москва, Красноказарменная, 12

Отпечатано в Подольском филиале

142110, г.Подольск, ул.Кирова, 25

Бологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

# ЭТАЛ

## ВСЕ ИЗ ОДНИХ РУК

• КАЧЕСТВЕННА  
• НАДЕЖНА • ДОЛГОВЕЧНА

**КОНТАКТНАЯ АППАРАТУРА,  
ВЫПУСКАЕМАЯ ПО ЛИЦЕНЗИИ  
ФРАНЦУЗСКОЙ ФИРМЫ "ТЕЛЕМЕХАНИК"**

- пускатели электромагнитные ПМЛ как открытые, невзрывные, без теплового реле, так и закрытые, реверсивные, с тепловым реле, на ток от 10 до 63 А
- тепловые реле РТЛ на ток от 0,1 до 83 А
- реле промежуточные РПМ с диапазоном от 0,1 до 180
- приставки выдержки времени ПЗВ с диапазоном от 0,1 до 180
- приставки контактные ПКСТ с многообразием вариантов нормально замкнутых и разомкнутых 2-х и 4-х пар контактов
- ограничители перегрузки ОПН на напряжение включительно 24, 48, 110, 220 В с номинальными токами пускателей от 10 до 63 А.

• БЫСТРОДЕЙСТВИЕ  
• ТОЧНОСТЬ  
• ШИРОКИЙ ДИАПАЗОН  
• РЕГУЛИРОВАНИЯ

**ХАРАКТЕРЫ ДЛЯ КОМПЛЕКТНЫХ  
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО И  
ПЕРЕМЕННОГО ТОКА**

- электропривод постоянного тока, тиристорный ЭТУ 2Д, ЭТУ 2П для главного двигателя и подачи, на ток до 100 А, мощностью до 40 кВт, с диапазоном регулирования 1 : 10000
- электропривод постоянного тока, транзисторный ЭШИМ 1, ЭШИМ 2 для подачи, на ток до 40 А, мощностью до 16 кВт, с диапазоном регулирования 1 : 10000
- электропривод переменного тока вентильный ЭПС1, на ток до 50 А, мощностью до 15 кВт, с диапазоном регулирования 1 : 10000

• НАДЕЖНОСТЬ  
• ГИБКОСТЬ  
• ПРОГРАММИРОВАНИЯ  
• ИНТЕЛЛЕКТ

**ГИБКАЯ СИСТЕМА АВТОМАТИЗАЦИИ  
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ С  
МНОГООБРАЗНЫМ ФУНКЦИОНАЛЬНЫМ  
УПРАВЛЕНИЕМ И РЕГУЛИРОВАНИЕМ  
СОБВЕСИМАЯ ТАК И В СОСТАВЕ КОМПЛЕКСА  
ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ**

- база КР 1816 ВЕ31, 51 или INTEL 8086
- максимальное число входов выходов с расширением
- на пяти устройств - 2400
- емкость памяти ОЗУ, ПЗУ до 40 кб с расширением до 128 кб
- энергозависимое ОЗУ до 256
- время программирования - 1000 операций до 1 мс
- язык программирования - ASM, P, FC с возможным расширением по желанию заказчика

ПЕРЕДОВЫЕ  
ПОЗИЦИИ ПО ВЫПУСКУ  
КОМПЛЕКТНОГО  
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО  
ОБОРУДОВАНИЯ НА БАЗЕ ВСЕЙ  
УКАЗАННОЙ ГАММЫ ИЗДЕЛИЙ  
ПОД КОНКРЕТНОЕ ЖЕЛАНИЕ  
ЗАКАЗЧИКА

• ТОЧНОСТЬ  
• ПОДДЕРЖАНИЯ  
• МАЛОГАБАРИТНОСТЬ

**ХАРАКТЕРЫ ДЛЯ БЛОКОВ  
РЕГУЛИРОВАНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ  
БРТ-М1, БРТ-М2, БРТ-М3, БРТ-М4**

- диапазон регулирования от -25 до 1300°C
- время срабатывания в силовой цепи до 0,5 с
- оптронная развязка в силовой цепи
- коммутируемая мощность нагрузки в комплексе с пусковым устройством до 12 кВт
- возможность применения с датчиками по току и ЭДС

317900, Украина  
Кировоградская обл.,  
г. Александрия,  
ул. Заводская, 1, НПО "ЭТАЛ"  
отдел маркетинга и сбыта  
тлф. 2-41-92, 2-42-67  
тлт. 282689, 282697 Комета  
факс (05235) 21406

