

ISSN 0013-5860



**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА**  
**4 1998**

## УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ  
МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)  
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ»  
(г. САРАНСК)  
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ  
«ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)  
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)  
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)  
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛО-  
ВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)  
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАН-  
НЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)  
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО»  
(г. МОСКВА)  
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)  
НИИ «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ»  
(г. ЗАПОРОЖЬЕ)

## СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ИВАНОВ В.Н., ЧИБИРКИН В.В., МА-  
КАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М.,  
ЩЕРБАКОВ В.Г., КОВАЛЕВ Ф.И. (пред-  
седатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПО-  
ДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В., АНД-  
РИЕНКО П.Д.

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор  
**КОЧЕТКОВ В.Д.**

БЕЛКИН Г.С., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х.,  
ДОЛКАРТ В.М., КОПЫЛОВ И.П.,  
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,  
МОСКАЛЕНКО В.В., РОЗАНОВ Ю.К.,  
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главно-  
го редактора), ТРУБАЧЕВ С.Г.,  
ТУБИС Я.Б., УСОВ Н.Н., ФИН-  
КЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н., ХО-  
ТИН В.А.

Адрес редакции:

123242, Москва,  
Зоологическая ул., 11, комн. 213  
Факс/телефон: 254-11-52

## СОДЕРЖАНИЕ

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Жуловян В.В., Шевченко А.Ф.** Сравнительный анализ двигате-  
лей с электромагнитной редукцией частоты вращения и  
двигателей с катящимся ротором ..... 1
- Сонин Ю.П., Гуляев И.В.** Расчетная мощность бесконтактного  
асинхронизированного вентильного двигателя и определение  
его основных размеров ..... 4
- Попов В.И.** Эффективность трехфазных двухслойных дробных  
( $q=b+0,5$ ) электромашинных обмоток с неравновитковыми  
катушками ..... 6
- Астафьев Л.И.** Бесконтактная переменного-полюсная электрома-  
шина ..... 11
- Абдулкадыров А.И.** Новый принцип синхронизации асинхронно-  
го двигателя ..... 17
- Литвинов Б.В.** Однофазный синхронный генератор двойного  
вращения с возбуждением от постоянных магнитов высоких  
энергий ..... 20
- Мишин Д.Д.** Стартерный электродвигатель на постоянных магни-  
тах типа неодим-железо-бор ..... 25
- Макаров К.Д., Ландкоф Л.Б., Дмитриенко Ю.И.** О выборе гео-  
метрии магнитопровода комбайновых электродвигателей и дру-  
гих двигателей на их базе ..... 27
- Глухенький Г.Т., Кычкин В.Ф., Свинцов Г.П.** К расчету магнит-  
ной проводимости зазора между цилиндрическим полюсным  
наконечником и плоским поворотным якорем ..... 31
- Бочкарев И.В.** Разработка электромеханических тормозов с посто-  
янными магнитами с улучшенными удельными показателями ..... 37

### ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Фираго Б.И., Фершиши Н.Б.А.** Рациональное построение асин-  
хронных электроприводов, работающих в циклических режи-  
мах ..... 39
- Фершиши Н.Б.А.** Пути повышения экономичности электроприво-  
да механизмов циклического действия ..... 44
- Джус Н.И.** Оценка законов вентильного регулирования ..... 46

### ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

- Вертинский П.А.** К магнитодинамике электризации вращающе-  
го магнита ..... 47
- Сенилов Г.Н., Кузьмин Ю.А.** Расчет индуктивности по энергии .. 49
- Райнин В.Е.** Электрическое поле и потери в первичной обмотке  
трансформатора тока с двумя широкими пазами ..... 53
- Мифтахутдинов Р.К.** FETKY-комбинация из мощного полевого  
транзистора и диода Шоттки в одном корпусе ..... 57

### ХРОНИКА

- Иманов Г.М., Таджикибаев А.И., Халилов Ф.Х.** Совещание «Экс-  
плуатация, качество и надежность ограничителей перенапря-  
жений 0,5—35 кВ» ..... 60

### БИБЛИОГРАФИЯ

- Копылов И.П.** Рецензия на книгу Попова В.И., Ахунова Т.А., Мака-  
рова Л. «Современные асинхронные электрические машины:  
Новая Российская серия RA» ..... 62

### НАШИ ЮБИЛЯРЫ

- Владимир Яковлевич Нарочная** ..... 64

## Сравнительный анализ двигателей с электромагнитной редукцией частоты вращения и двигателей с катящимся ротором

В.В.ЖУЛОВЯН, доктор техн.наук, проф., А.Ф.ШЕВЧЕНКО, канд.техн.наук

Новосибирский ГТУ

*Приводится сравнительный анализ коэффициентов использования двигателей с электромагнитной редукцией частоты вращения (ДЭР) и двигателей с катящимся ротором (ДКР). Показано, что природа образования электромагнитного момента ДЭР и ДКР имеет одинаковый характер. В ее основе лежит изменение магнитной проводимости воздушного зазора. Рассмотрены технические характеристики изготовленных ДЭР и перспективы их применения.*

Синхронные двигатели с электромагнитной редукцией частоты вращения (ДЭР) и двигатели с катящимся ротором (ДКР) являются одними из немногих видов электродвигателей, которые позволяют получить низкие скорости вращения без применения понижающего механического редуктора. Принцип действия и вопросы теории этих двигателей достаточно подробно рассмотрены в литературе [1,2]. Несмотря на то, что в теоретическом плане данные двигатели имеют много общего, развитие их шло независимо друг от друга.

Целью данной статьи является проведение сравнительного анализа ДЭР и ДКР с единых позиций методами общей теории электрических машин.

Сопоставление ДЭР и ДКР представляет не только теоретический, но и большой практический интерес. Такое сопоставление позволит оценить их предельные возможности при различных скоростях вращения и определить предпочтительные области их применения (по скорости, по моментам на валу и различным специальным требованиям).

В основе работы как ДЭР, так и ДКР лежит модуляция магнитной проводимостью воздушного зазора, вызванная в ДЭР наличием открытых пазов на статоре и роторе, а в ДКР — неравномерностью воздушного зазора.

В ДЭР вместо реальных зубчатых структур статора и ротора можно рассмотреть модель с гладким статором и яснополюсным ротором, которому соответствует эквивалентная удельная проводимость воздушного зазора, отражающая действительный пространственный характер зубцовых проводимостей

$$\lambda_{\delta}(\alpha) = \lambda_0 + \sum_1^k \lambda_k \cos[k(z_2\theta - n\alpha)]. \quad (1)$$

Здесь  $n = z_2 - z_1$  ( $z_2$  и  $z_1$  — числа зубцов статора и ротора);  $\theta = \omega_r t - \theta_0$  — угол между осями

зубцов статора и ротора;  $\alpha$  — текущая угловая координата, отсчитываемая от оси зубца статора.

Для ДКР в первом приближении можно считать, что воздушный зазор  $\delta$  изменяется по закону [2]

$$\delta(\alpha) = \delta[1 - \epsilon \cos(i_R \omega_r t - \alpha)], \quad (2)$$

где  $\epsilon$  — характеризует относительный эксцентриситет ротора или глубину модуляции зазора,  $\epsilon = c/\delta$ ;  $i_R$  — коэффициент редукции, который можно принять равным [2]

$$i_R = \frac{D_k}{2\delta};$$

$D_k$  — диаметр катков.

Если учесть в проводимости воздушного зазора только постоянную составляющую и первую гармонику, то ее запись будет иметь вид, аналогичный проводимости ДЭР

$$\lambda_{\delta} = \lambda + \lambda_1 \cos(i_R \omega_r t - \alpha). \quad (3)$$

Имея одинаковые законы изменения проводимости воздушного зазора и одинаковые законы распределения МДС, эти двигатели имеют и подобный же состав магнитного поля в воздушном зазоре, наводимые в обмотках ЭДС, и описываются одинаковыми уравнениями электрического равновесия [1,2], которые можно представить (для установившегося режима) в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= U \sin \theta = I_d r_1 - I_q x_d; \\ U_q &= U \cos \theta = I_d x_d - I_q r_d + E_0; \\ P_{эм} &= m E_0 I_q. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Одним из наиболее важных показателей электрических машин является коэффициент использования. Подробный анализ комплексного коэффициента использования ДЭР сделан в [1]. По аналогии такой же вывод можно провести и для ДКР. При выводе используем материалы книги [2].

Так как ДКР и ДЭР-А (двигатель с аксиальным возбуждением) описываются одинаковыми системами уравнений, то выражение для комплексного электромагнитного момента ДКР выводится аналогичным образом, что и для ДЭР-А [1]

$$\dot{M} = \frac{P}{\omega_2} = \frac{mU_1}{x_d(1+\alpha^2)} \left[ (\alpha - j) + jn\sqrt{1+\alpha^2} e^{j(\theta+\gamma)} \right] \frac{i_p}{2\pi f}, \quad (5)$$

$$\text{где } \alpha = \frac{r_1}{x_d}; \quad n = \frac{e_0}{U_1}; \quad \gamma = \arctg \alpha.$$

Приложенное напряжение  $U_1$  и ЭДС  $E_0$ , наведенную в обмотке якоря полем подмагничивания, можно представить следующим образом:

$$U_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} k_e f_1 \frac{w_1 k_1}{ap} D_a l_a B_{\delta 1}; \quad (6)$$

$$E_0 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_1 \frac{w_1 k_1}{ap} D_a l_a B_{01}, \quad (7)$$

где  $B_{\delta 1}$  и  $B_{01}$  — основные гармонические индукции в воздушном зазоре от результирующего магнитного поля и униполярного потока возбуждения.

Индуктивное сопротивление реакции якоря [2]

$$x_d = 4\mu_0 w_1^2 m f_1 D_a l_a \delta^{-1} [q \operatorname{ch} U_1] \frac{\sigma_1}{k_\mu}, \quad (8)$$

где

$$q \operatorname{ch} U_1 \approx \varepsilon^{-2} [1 - (1 - \varepsilon^2)^{0,5}].$$

При наиболее предпочтительных эксцентриситетах  $\varepsilon = 0,6 \div 0,8$   $q \operatorname{ch} U_1$  изменяется в небольших пределах [2]

$$q \operatorname{ch} U_1 \approx 0,55 \div 0,61.$$

Подставив (6)—(8) в (5), получим следующее выражение комплексного электромагнитного момента:

$$\dot{M} = \frac{\pi k_e^2 k_\mu B_{\delta 1}^2 D_a^2 l_a \sigma}{8\sigma_o(1+\alpha^2)\mu_o[q \operatorname{ch} U_1]} \times \left[ (\alpha - j) + j \frac{B_{01}\sqrt{1+\alpha^2}}{k_e B_{\delta 1}} e^{j(\theta+\gamma)} \right]. \quad (9)$$

Чтобы иметь выражение  $\dot{M}$ , аналогичное двигателям с электромагнитной редукцией, представим  $B_{\delta 1}$  через значение индукции в зубцах, а  $B_{01}$  — через постоянную составляющую поля подмагничивания. Действительно, индукция в воздушном зазоре ограничена максимальным значением индукции в зубцах, а первая гармоническая поля возбуждения определяется постоянной составляющей.

Амплитуда первой пространственной гармоники поля подмагничивания [2]

$$B_{01} = B_{0\max} 2 \operatorname{cth} U_1 q (1 - \varepsilon) = B_{0\max} \chi, \quad (10)$$

где  $B_{0\max}$  — максимальное значение индукции поля подмагничивания в минимальном зазоре  $\delta_{\min}$ ;  $\chi = f(\varepsilon)$ , для  $\varepsilon = 0,6 \div 0,8$   $\chi = 0,35$ .

В свою очередь максимальное значение индукции в воздушном зазоре определяется двумя составляющими

$$B_{0\max} = B_0 + B_{01},$$

тогда

$$B_{01} = \chi B_{0\max} = \chi (B_0 + B_{01})$$

или

$$B_{01} = \frac{\chi}{1-\chi} B_0. \quad (11)$$

Величина  $\frac{\chi}{1-\chi}$  аналогична коэффициенту

пульсации проводимости  $\beta_1$  в ДЭР.

При наиболее распространенном  $\varepsilon = 0,6 \div 0,8$

$$\frac{\chi}{1-\chi} = \frac{0,35}{1-0,35} \approx 0,54.$$

Таким образом, пульсации проводимостей воздушного зазора ДКР и ДЭР имеют одинаковый порядок.

Индукция в зубцах определяется постоянной составляющей поля подмагничивания и результирующей первой гармонической поля реакции якоря и поля подмагничивания.

$$B_z = \nabla_1 (B_{\delta 1} + B_0), \quad (12)$$

где

$$\nabla = \frac{t_z}{b_z k_c}.$$

Запишем выражение комплексного коэффициента использования  $\dot{C}_A$ , используя выражение (9) с учетом (10)—(12)

$$\dot{C}_A = \frac{\dot{M}}{D_a^2 l_a} = \frac{\pi k_e k_\mu \xi B_z^2 \frac{\chi}{1-\chi} \sigma}{8\sigma_1 \nabla_1^2 (1+\xi)^2 \mu_o [q \operatorname{ch} U_1]} \times \left[ \xi k_e (a - j) + j \frac{\chi}{1-\chi} \sqrt{1+\alpha^2} e^{j(\theta+\gamma)} \right]. \quad (13)$$

Наибольшее значение коэффициента использования по электромагнитной мощности  $C_{A\text{эм}}$

$$C_{A\text{эм}} = \frac{\pi k_e k_\mu \xi B_z^2 \frac{\chi}{1-\chi} \sigma}{8\sigma_1 \nabla_1^2 (1+\xi)^2 \mu_o [q \operatorname{ch} U_1]} = \frac{\pi k_e k_\mu \xi B_z^2 \frac{\chi}{1-\chi} \sigma}{2\sigma_1 \nabla_1^2 (1+\xi)^2 4\mu_o [q \operatorname{ch} U_1]}. \quad (14)$$

Коэффициент использования ДКР так же, как и ДЭР, **не зависит** от степени редуцирования скорости. На это важное свойство следует обратить особое внимание, так как в научной литературе еще встречается мнение о пропорциональной зависимости использования двигателя от коэффициента редукции ДЭР (ДКР).

Приведем для сравнения коэффициенты использования ДЭР активного и реактивного типов [1]

$$C_{AЭМДЭР-А} = \frac{\pi k_e k_\mu \xi B_z^2}{2\sigma_1 \nabla_1^2 (1 + \xi)^2} \frac{\pi \beta_1 d_1}{G_0}; \quad (15)$$

$$C_{AЭМДЭР-Р} = \frac{\pi k_e k_\mu B_z^2}{8\sigma_1 \nabla_1^2} \frac{\pi \beta_1 k_e d_1}{(1 - 0,25\beta_1^2)G_0}. \quad (16)$$

При одинаковых электромагнитных нагрузках использование двигателей будет отличаться только проводимостью воздушного зазора. А отличие это, как будет показано ниже, в большинстве случаев невелико.

Для примера проведем сравнение коэффициентов использования ДЭР-А и ДКР

$$\frac{C_{ДКР}}{C_{ДЭР-А}} = \frac{\frac{\sigma}{1-\chi}}{4\mu_0 [q \text{ ch } U_1]} \frac{\frac{\sigma}{1-\chi}}{\frac{\pi d_1 \beta_1}{G_0}} = \frac{\frac{\sigma}{1-\chi}}{4\pi [q \text{ ch } U_1]} \frac{\mu_0 d_1 \beta_1}{G_0}. \quad (17)$$

В диапазоне  $\frac{b_n}{\delta} = 7 \div 25$  для ДЭР-А [1]

$$\frac{\mu_0 d_1 \beta_1}{G_0} \approx 0,05.$$

Заметим, что значения  $\frac{b_n}{\delta}$  всех изготовленных к настоящему времени ДЭР на кафедре электромеханики Новосибирского государственного технического университета лежат в этом диапазоне.

При максимальном значении  $\chi = 0,35$  и  $\varepsilon = 0,6 \div 0,8$  [2]

$$[q \text{ ch } U_1] \approx 0,55 \div 0,61.$$

При  $\sigma = 1$

$$\frac{\frac{\sigma}{1-\chi}}{4\pi [q \text{ ch } U_1]} = \frac{0,35}{4 \cdot 3,14 \cdot 0,55} = 0,078 \quad \text{и} \quad \frac{C_{ДКР}}{C_{ДЭР}} = 1,5.$$

Таким образом, по значению электромагнитного момента в единице объема ДКР несколько превосходят ДЭР. Но это преимущество не всегда удается реализовать. Для его реализации необходимо применять катки с зубчатым зацеплением. В ДКР с фрикционной передачей из-за проскальзывания на вал может быть передан значительно меньший момент.

Так, по данным [3] момент, передаваемый

фрикционной передачей,

$$M_2 = k_{uc} M_{ЭМ \max}$$

Для  $\varepsilon = 0,6 \div 0,8$  при  $k_c = 0,2$   $k_{uc} = 0,35 \div 0,45$ , где  $k_c = \xi k_n$ ;  $\xi = 0,8 \div 1,2$  — коэффициент дополнительных сил, действующих в сторону минимального зазора и обусловленных весом и перемещением центра масс ротора ДКР;  $k_n$  — коэффициент сцепления (трения) при фрикционном зацеплении.

По данным, приведенным в [3], реальное значение  $k_n = 0,15 \div 0,3$  при реальных  $\varepsilon = 0,5 \div 0,7$ .

В результате действительный коэффициент использования ДКР с фрикционной передачей получается меньше коэффициента использования ДЭР.

Данный ввод относится к ДЭР с  $\frac{b_n}{\delta} = 7 \div 25$ .

Это соотношение выполнимо для двигателей с частотой вращения  $n = 30 \div 200$  об/мин.

При больших коэффициентах редукции из-за ограничений по минимальному воздушному зазору это соотношение нарушается и коэффициент использования ДЭР падает. Наиболее предпочтительные частоты вращения ДЭР  $n = 30 \div 200$  об/мин. А получение коэффициентов редукции порядка 1000 для силовых ДЭР в настоящее время практически не реализовано. Поэтому при выборе типа двигателя с  $k_p > 200$  предпочтение следует отдать двигателям с катящимся ротором.

Кроме коэффициента использования имеет еще целый ряд показателей, по которым необходимо провести сравнение ДЭР и ДКР. Один из них — технологичность конструкции. Очевидно, на этом вопросе не стоит останавливаться подробно, так как сложность конструкции ДКР не вызывает сомнения. Остановимся подробнее на возможности изготовления ДКР с зубчатым зацеплением, так как именно в этом случае может быть реализовано преимущество ДКР по коэффициенту использования. Но, по сути дела, применение в ДКР зубчатого зацепления равносильно применению в ДЭР одной ступени механического редуктора. При этом будут достигнуты такие же коэффициенты редукции, как и ДКР, но момент на выходе блока ДЭР — редуктора будет соответственно в  $i$  раз увеличен и значительно превосходить момент такого же ДКР. Следует заметить, что изготовление одной ступени механического редуктора для ДЭР значительно проще, чем зубчатого зацепления для ДКР.

Технико-экономические показатели ДЭР, разработанных на кафедре электромеханики Новосибирского Государственного технического университета, а также двигателей, выпускаемых французской фирмой «Pont-a-Mousson» наглядно представлены в таблице.

В диапазоне моментов от 10 до 1500 Н·м значение  $M/G$  (отношение момента к массе двигате-

Двигатель	M, Н·м	n, об/мин	η	ΔP, Вт	G, кг	M/G, Н·м/кг	J, кг·м <sup>2</sup>	ε, 1/с <sup>2</sup>
СРД-А-125	1250	30,3	0,75	1310	450	2,78	9,54	131
РД-40	450	45,4	0,66	1090	219	2,05	2,2	2,04
РДВ-60	70	65,5	0,65	250	45	1,55	0,014	5000
ЭА-5	5	24,8	0,25	50	6	0,83	0,05	107
ДСР-4-60	1,6	60	0,25	30	2,3	0,7	0,001	1300
MRV-1*	10	50	0,27	148	8,5	1,18	0,006	1767
MRV-2*	20	50	0,29	264	11,5	1,74	0,007	2857
MRV-40*	400	24	0,46	1135	90	4,44	0,82	488

\* Двигатели французской фирмы "Pont-a-Mousson".

ля) ДЭР находится в диапазоне 2—3 Н·м/кг, что превосходит по использованию момента, например, асинхронный двигатель в 3—4 раза. Заметим, что при этом ДЭР имеет естественное охлаждение. Если вывести ДЭР на такие же частоты вращения, что и асинхронные двигатели, используя, например, полупроводниковый преобразователь частоты и коммутируя фазы в зависимости от положения ротора, то он становится вне конкуренции и по мощности на валу на единицу массы.

Эти показатели могут быть значительно улучшены за счет применения современных технологий изготовления. Примером тому служат двигатели фирмы «Megatorque» (США), удельный момент которых достигает 10 Н·м/кг. Такие двигатели имеют 200 зубцов на роторе при наружном диаметре 120—150 мм. За счет редуциро-

вания скорости электромагнитный момент в таких двигателях, действующий на ротор, оказывается большим в  $z_2/p$  раз, чем действующий на статор. В результате удается достичь весьма высокого показателя отношения момента к массе двигателя, приближающегося по такому показателю к механическому редуктору (или по крайней мере имеющего тот же порядок).

**Список литературы**

1. Жуловян В.В. Основные соотношения и сравнительная оценка синхронных двигателей с электромагнитной редуцией скорости вращения//Электричество. 1975. № 8.
2. Бертинов А.И., Варлей В.В. Электрические машины с катящимся ротором. М.: Энергия, 1969.
3. Варлей В.В. Максимальная электромагнитная мощность электрических машин с электромеханической редуцией скорости//Электричество. 1976. № 2.

## Расчетная мощность бесконтактного асинхронизированного вентильного двигателя и определение его основных размеров

Ю.П.СОНИН, доктор техн.наук, И.В.ГУЛЯЕВ канд.техн.наук

*Представлен один из вариантов обобщенной электрической машины как обобщенной электромеханической системы на базе двигателя двойного питания. Определение расчетной мощности БАВД требует одновременного учета активных и реактивных мощностей последовательного каскада асинхронизированного вентильного двигателя (АВД) и его возбуждителя (В). БАВД наиболее целесообразен в низкочастотном приводе.*

Бесконтактный асинхронизированный вентильный двигатель (БАВД) является бесконтактной машиной двойного питания (БМДП), состоящей из собственно асинхронизированного вентильного двигателя (АВД) и возбуждителя (В) (рис. 1). Определение расчетной мощности БАВД требует одновременного учета активных и реактивных мощностей последовательного каскада АВД и его В.

Уравнения полных мощностей обмоток этих машин при общепринятых допущениях могут быть получены на основании их векторных уравнений напряжений установившихся режимов работы БАВД, записанных в синхронных координатах якоря АВД (отн.ед.)

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= (r + jv_x)\dot{i} + jv_x x_{or} \dot{i}_r; \\ 0 &= (r_r + js_0 x_r)\dot{i}_r + js_0 x_{or} \dot{i} + js_0 x_{rr} \dot{i}_r; \\ \dot{U}_f &= (r_f + jv_f x_f)\dot{i}_f + jv_f x_{fr} \dot{i}_r, \end{aligned} \right\} (1)$$

где  $\dot{U}, \dot{U}_f$  — изображающие векторы напряжений обмоток якоря и возбуждения;  $\dot{i}, \dot{i}_r, \dot{i}_f$  — изображающие векторы токов обмоток якоря, роторов и возбуждения;  $r, r_r = (r_{rd} + r_{rb}), r_f$  — активные сопротивления этих обмоток;  $x, x_r = (x_{rd} + x_{rb}), x_f$  — их полные индуктивные сопротивления;  $x_{or}, x_{fr}$  — индуктивные сопротивления взаимоиндукции АВД и В;  $v, s_0, v_f$  — относительные угловые частоты напряжений и токов обмоток якоря, роторов и возбуждения.

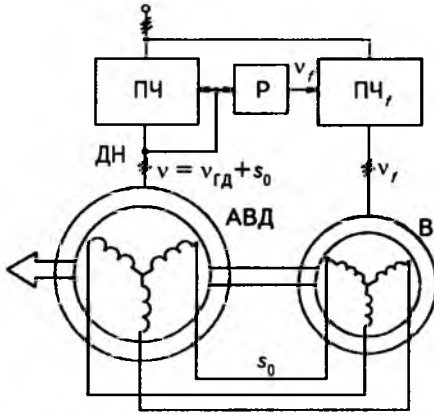


Рис.1. Структурная схема БВД

Приведенной системе уравнений (1) соответствуют следующая электрическая схема замещения БВД (рис.2, а) и векторная диаграмма напряжений и токов (рис.2, б).

На основании (1) полные мощности обмоток БВД

$$\dot{S} = \dot{U} \dot{I} = (r + jv_x) I^2 + jv_x x_{ar} \dot{I}_r \dot{I}; \quad (2)$$

$$0 = (r_r + js_0 x_{rA}) I_r^2 + js_0 (x_{ar} \dot{I}_r + x_{fr} \dot{I}_r) \dot{I}_r; \quad (3)$$

$$\dot{S}_f = \dot{U}_f \dot{I}_f = (r_f + jv_f x_{fr}) I_f^2 + jv_f x_{fr} \dot{I}_r \dot{I}_f. \quad (4)$$

Расчленив предпоследнее уравнение мощностей (3) по цепям обмоток роторов АВД и В, получим:

$$0 = (r_{rA} + js_0 x_{rA}) I_r^2 + js_0 x_{ar} \dot{I}_r + (r_{rB} + js_0 x_{rB}) I_r^2 + js_0 x_{fr} \dot{I}_r \dot{I}_r.$$

Тогда для АВД можно записать:

$$\dot{S} = (r + jv_x) I^2 + jv_x x_{ar} \dot{I}_r \dot{I}; \quad (5)$$

$$\dot{S}_{rA} = (r_{rA} + js_0 x_{rA}) I_r^2 + js_0 x_{ar} \dot{I}_r \dot{I}; \quad (6)$$

где  $\dot{I} = I \cos(\varphi) + j I \sin(\varphi)$ ;  $\dot{I}_r = -I_r \cos(\alpha) - j I_r \sin(\alpha)$  в соответствии с векторной диаграммой БВД (рис.2, б).

Аналогично для В

$$\dot{S}_f = (r_f + jv_f x_{fr}) I_f^2 + jv_f x_{fr} \dot{I}_r \dot{I}_f; \quad (7)$$

$$\dot{S}_{rB} = (r_{rB} + js_0 x_{rB}) I_r^2 + js_0 x_{fr} \dot{I}_r \dot{I}_f. \quad (8)$$

Здесь  $\dot{I}_f = I_f \cos(\lambda) + j I_f \sin(\lambda)$ .

После подстановки тригонометрической формы записи комплексов токов  $\dot{I}(I)$ ,  $\dot{I}_r(I_r)$  и  $\dot{I}_f(I_f)$  получим уравнения суммарных мощностей АВД и В

$$\begin{aligned} \dot{S} + \dot{S}_{rA} &= r I^2 + r_{rA} I_r^2 + (v - s_0) x_{ar} I_r I \sin(\alpha - \varphi) + \\ &+ j [v x_{ar} I^2 + s_0 x_{rA} I_r^2 + v x_{ar} I_0^2 - \\ &- (v - s_0) x_{ar} (I_r^2 - I_r I \cos(\alpha - \varphi))]; \end{aligned} \quad (9)$$

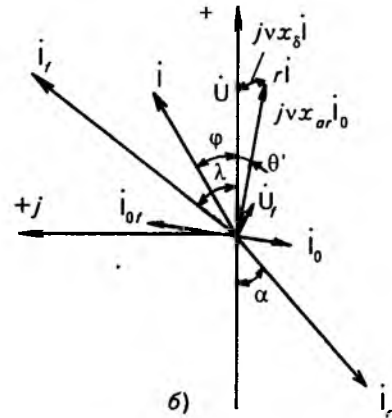
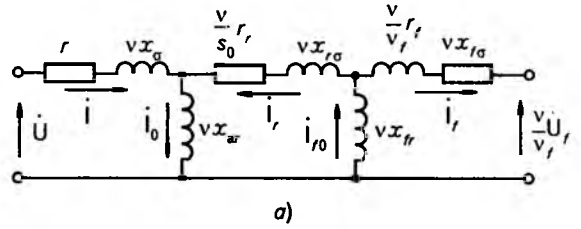


Рис.2. Электрическая схема замещения (а) и векторная диаграмма напряжений и токов (б) БВД

$$\begin{aligned} \dot{S}_f + \dot{S}_{rB} &= r_f I_f^2 + r_{rB} I_r^2 + \\ &+ (v_f - s_0) x_{fr} I_r I_f \sin(\alpha - \lambda) + j [v_f x_{fr} I_f^2 + s_0 x_{rB} I_r^2 + \\ &+ s_0 x_{fr} I_0^2 + (v_f - s_0) x_{fr} (I_f^2 - I_r I_f \cos(\alpha - \lambda))], \end{aligned} \quad (10)$$

где  $i_0 = i + i_r$ ;  $i_{0f} = i_f + i_r$ .

Так как  $v - s_0 = v_{rA}$  — механическая частота вращения ротора АВД, а  $-v_f + s_0 = k_p v_{rA}$  — механическая частота вращения ротора В, то из (9) полная механическая мощность АВД

$$P_{v_{rA}} = v_{rA} x_{ar} I_r I \sin(\alpha - \varphi) = v_{rA} M_A, \quad (11)$$

а из (10) полная механическая мощность В

$$P_{v_{rB}} = k_p v_{rA} x_{fr} I_r I_f \sin(\lambda - \alpha) = v_{rB} M_B, \quad (12)$$

где  $M_A = x_{ar} I_r I \sin(\alpha - \varphi)$ ;  $M_B = k_p x_{fr} I_r I_f \sin(\lambda - \alpha)$ . Этим составляющим активных мощностей АВД и В из (9) и (10) соответствуют составляющие их реактивных мощностей

$$Q_{rA} = v_{rA} x_{ar} (I_r^2 - I_r I \cos(\alpha - \varphi)); \quad (13)$$

$$Q_{rB} = -k_p v_{rA} x_{fr} (I_f^2 - I_r I_f \cos(\alpha - \lambda)), \quad (14)$$

отражающих преобразование реактивных мощностей АВД и В при вращении их роторов.

Таким образом, полные электрические мощности АВД и В, соответствующие их механическим частотам вращения, могут быть приняты за их расчетные мощности

$$\dot{S}_{д.расч} = v_{rA} x_{ar} [I_r I \sin(\alpha - \varphi) - j (I_r^2 - I_r I \cos(\alpha - \varphi))]; \quad (15)$$

$$\dot{S}_{в.расч} = k_p v_{rA} x_{fr} [I_r I_f \sin(\lambda - \alpha) - j (I_f^2 - I_r I_f \cos(\lambda - \alpha))]; \quad (16)$$

Окончательно модули расчетных мощностей АВД и В соответственно равны:

$$S_{д.расч} = v_{rд} x_{ar} I_0 I_r = v_{rд} E I_r; \quad (17)$$

$$S_{в.расч} = k_p v_{rд} x_{r0} I_0 I_r = k_p v_{rд} E_r I_r; \quad (18)$$

где в общем случае  $v_{rд} = v \pm s_0$  (знак «-» при согласном вращении магнитного поля якоря и ротора, «+» — при встречном), а ЭДС  $E$  и  $E_r$  соответствуют частотам якоря АВД и статора В  $v = v_f = 1$ .

Расчетные объемы ротора АВД и В равны [1]

$$V_{rABD} = \frac{S_{ABD.расч}}{v_{rд}}; \quad (19)$$

$$V_{rB.расч} = \frac{S_{B.расч}}{v_{rд}}. \quad (20)$$

Для оценки массы БАВД можно использовать зависимости [1]

$$G = (V_r)^{0,6}.$$

Отсюда

$$G_{БАВД} = G_{ABD} + G_B = (V_{rABD})^{0,6} + (V_{rB})^{0,6}. \quad (21)$$

**Выводы**

1. БАВД наиболее целесообразен в низкочастотном приводе, например, гребном приводе судов ледового плавания.

2. Возбудитель будет иметь минимальную мощность и габариты при числе пар полюсов  $p = 1$ .

**Список литературы**

1. Сандлер А.С., Шапиро Л.Я., Лабуец И.А. Выбор оптимального соотношения чисел полюсов для асинхронного бесконтактного регулируемого агрегата//Электротехника. 1971. № 10. С. 34—37.
2. Электропривод переменного тока с бесконтактной машиной двойного питания/И.П.Копылов, А.С.Сандлер, Ю.Г.Шакарян и др. //Электричество. 1981. № 8. С.12—15.
3. Сонин Ю.П., Юшков С.А., Прусаков Ю.И. Бесконтактный асинхронизированный вентильный двигатель//Электричество. 1989. № 11. С. 41—46.

## Эффективность трехфазных двухслойных дробных ( $q=b+0,5$ ) электромашинных обмоток с неравновитковыми катушками

В.И.ПОПОВ, доктор техн.наук, проф., чл.-кор. РАН

Волжский ГИПИ (Н.Новгород)

*Предложены и исследованы новые схемы  $m=3$ -фазных двухслойных дробных ( $q=b+0,5$ ) петлевых электромашинных обмоток при неравновитковых катушках, характеризующиеся улучшенным дифференциальным рассеянием и пониженным расходом медного провода. Показана эффективность таких обмоток с оптимизированными параметрами по сравнению с равновитковыми обмотками.*

Электромагнитные свойства  $m=3$ -фазных двухслойных  $2m=6$ -зонных обмоток существенно улучшаются при выполнении катушечных групп из концентрических катушек с числами витков  $(1+x)w_k, w_k, (1-x)w_k$ , где параметр неравновитковости  $x$  показывает их увеличение  $(1+x)$  для одного слоя и уменьшение  $(1-x)$  для другого при сохранении одинакового числа витков  $2w_k$  в каждом пазу [1—7]. Такие обмотки могут формироваться при числе пазов ( $z$ ) на полюс ( $p$ ) и фазу  $q=z/2pt$  целых или дробных ( $q=b+c/d=N/d$ ), при этом оптимальное значение  $x$  определяется из условия минимизации коэффициента  $\sigma_{д\%}$  дифференциального рассеяния [2,3]

$$\sigma_{д\%} = [(R_d/R)^2 - 1] \cdot 100 \quad (1)$$

по уравнению [5—7]

$$d(\sigma_{д})/dx = d(R_d/K_{об})^2/dx = 0, \quad (2)$$

откуда определяется значение  $x_{опт}$ , соответствующее минимуму дифференциального рассеяния  $\sigma_{дmin}$ , где

$$R_d^2 = \left( \sum_1^N R_i^2 \right) / N \quad \text{и} \quad R = zK_{об}/p\pi \quad (3)$$

квадрат среднего радиуса для  $N=qd$  пазовых точек одной повторяющейся части многоугольника МДС обмотки и радиус  $R$  окружности основной гармонической МДС с обмоточным коэффициентом  $K_{об}$ .

Многоугольники МДС  $m=3$ -фазных  $2m=6$ -зонных обмоток строятся по чередованию их фазных зон  $A-X, B-Y, C-Z$  в последовательности  $A-Z-B-X-C-Y$  с использованием вспомогательной треугольной сетки и квадраты радиусов пазовых точек  $R_i^2$  в (3) относительно центра многоугольника МДС определяются по теореме косинусов при масштабе стороны сетки в единицу длины. По многоугольникам МДС обмоток с неравновитковыми катушками определяются также коэффициенты [5—7]

$$K'_\beta = \left( \sum_1^N N_{ci}^2 \right) / N \quad (4)$$

и  $K_\beta = (1+3K'_\beta)/4$ , учитывающие влияние укорочения шага катушек на пазовое рассеяние, а по (4) — относительное значение  $\beta = y_{п.з}/\tau_n$  среднего электрического шага катушек при полюсном делении  $\tau_n = 3q$  [6,7]

$$\beta = (4K'_\beta - 1)/3, \quad (5)$$

где  $N_{ci}^2$  — квадрат длины  $i$ -й стороны многоугольника МДС при числе  $N = qd$  сторон одной его повторяющейся части.

Электрический шаг катушек  $y_{п.э} = \beta\tau_n$  по (5) определяет значение обмоточного коэффициента  $K_{об}$ , в то время как средний геометрический шаг  $y_{п.ср}$  катушек

$$y_{п.ср} = \left[ \sum_1^N (y_{ni} w_{ki}) \right] / N \quad (6)$$

определяет размеры катушек и массу обмоточного провода при относительном значении  $w_{ki} = w_{ki}/w_k$  числа витков  $i$ -й концентрической катушки катушечной группы; при равновитковых катушках  $y_{п.э} = y_{п.ср}$ .

Исследуемые в статье трехфазные дробные обмотки с  $q=b+0,5$  при  $b=1\div 6$  формируются, подобно обмоткам по [7], двухслойными концентрическими со средним шагом катушек по пазам  $y_{к.ср} = 2q$ . Они изображаются развертками пазовых слоев (рис.1—3) для минимального числа полюсов  $2p = 2$  и пазов  $z = 6p$  при общем числе  $6p = 6$  катушечных групп (с номерами от 1Г до 6Г); из многоугольников МДС, построенных по треугольной сетке, по соотношениям (1)—(6) определяются и оптимизируются электромагнитные параметры.

Катушечные группы обмоток содержат числа катушек: по  $(q+0,5)$  для нечетных и по  $(q-0,5)$  для четных групп. При числах витков  $w_{ki}$  неравновитковых катушек по рис.1—3 их шаги по пазам  $y_{ni}$ , ЭДС  $E_{к.г} = \Sigma K_{ki}$  катушечных групп по коэффициентам укорочения концентрических катушек  $E_{ki} = K_{yi} = \sin(\pi y_{ni}/6q)$ , обмоточный коэффициент

$$K_{об} = \left[ \sum_1^{q+0,5} (E_{ki}) + \sum_1^{q-0,5} (E_{ki}) \right] / 2q \quad (7)$$

и средний шаг по пазам  $y_{п.ср}$  катушек по (6) обмоток с  $q = 1,5\div 6,5$  сведены в табл.1

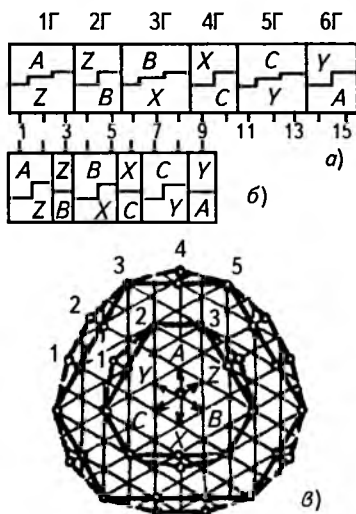


Рис.1. Развертки пазовых слоев и многоугольники МДС трехфазных дробных обмоток при  $q = b+0,5$ ,  $p = 1$ ,  $y_{к.ср} = 2q$  для  $q = 1,5$  ( $\beta, \beta$  — внутренний) и  $q = 2,5$  ( $\alpha, \beta$  — наружный)

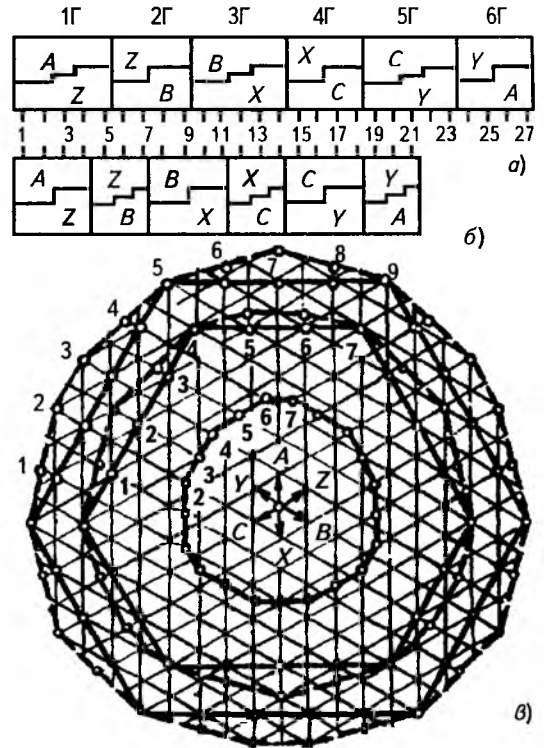


Рис.2. Развертки пазовых слоев и многоугольники МДС трехфазных дробных обмоток при  $q = b+0,5$ ,  $p = 1$ ,  $y_{к.ср} = 2q$  для  $q = 3,5$  ( $\beta, \beta$  — средний),  $q = 4,5$  ( $\alpha, \beta$  — наружный); многоугольник МДС ( $\beta$  — внутренний) для  $q = 3,5$  при  $y_n=9$  и равновитковых катушках

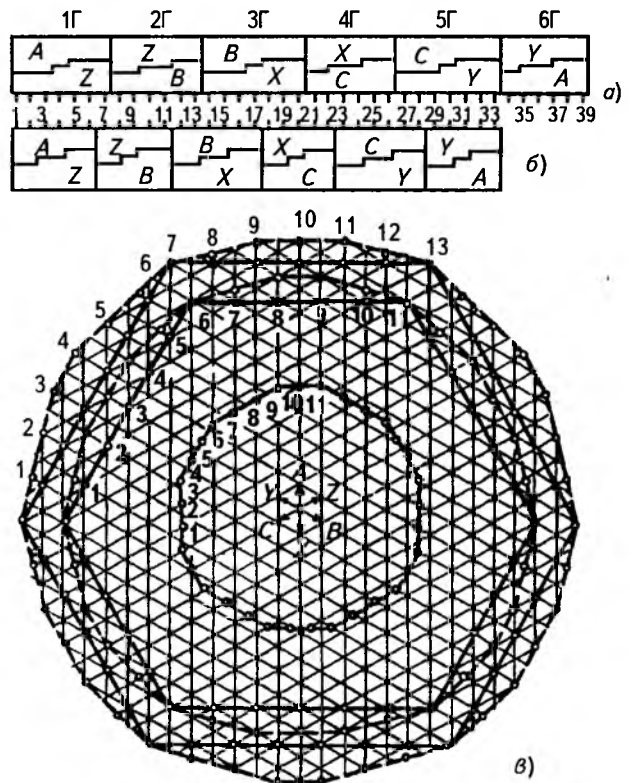


Рис.3. Развертки пазовых слоев и многоугольник МДС трехфазных дробных обмоток при  $q = b+0,5$ ,  $p = 1$ ,  $y_{к.ср} = 2q$  для  $q = 5,5$  ( $\beta, \beta$  — средний),  $q = 6,5$  ( $\alpha, \beta$  — наружный); многоугольник МДС ( $\beta$  — внутренний) для  $q = 5,5$  при  $y_n=14$  и равновитковых катушках

Таблица 1

Обмотка по рис.	$Y_{ni}$	$E_{к.г}$	$K_{об}$	$y_{н.ср}$
1,б $q = 1,5$	4; 2 3	$1,6276 + x 0,3420$ 0,8660	$0,8312 + x 0,1140$	$3 + 2x / 3$
1,а $q = 2,5$	7; 5; 3 6; 4	$2,4483 + x 0,4067$ $1,6942 + x 0,2079$	$0,8285 + x 0,1229$	$5 + 6x / 5$
2,б $q = 3,5$	10; 8; 6; 4 9; 7; 5	$3,2732 + x 0,5829$ $2,5211 + x 0,2948$	$0,8278 + x 0,1254$	$7 + 12x / 7$
2,а $q = 4,5$	13; 11; 9; 7; 5 12; 10; 8; 6	$4,0992 + x 0,6794$ $3,3479 + x 0,4581$	$0,8275 + x 0,1264$	$9 + 20x / 9$
3,б $q = 5,5$	16; 14; 12; 10; 8; 6 15; 13; 11; 9; 7	$4,9256 + x 0,7400$ $4,1748 + x 0,5609$	$0,8273 + x 0,1183$	$11 + 28x / 11$
3,а $q = 6,5$	19; 17; 15; 13; 11; 9; 7 18; 16; 14; 12; 10; 8	$5,7522 + x 0,9418$ $5,0016 + x 0,6313$	$0,8272 + x 0,1210$	$13 + 40x / 13$

Покажем определение по (1)–(5) параметров исследуемых обмоток с многоугольниками МДС по рис. 1,б–3,б, показанными сплошными линиями для равновитковых катушек, а пунктирными — неравновитковых при  $x = 0,5$ , где размечены первые  $N = 2q$  пазовые точки. Например, для обмотки с  $q = 1,5$  ( $b = 1, N = 3, z = 9$ ) рис. 1,б по внутреннему многоугольнику рис. 1,б определяются: квадраты радиусов —  $(2+x)^2$  для точки  $i=1$  и  $2^2+1^2+2=7$  для точек  $i = 2, 3$ , тогда по (3) значение  $R_d^2$  в функции параметра  $x$  равно

$$R_d^2 = (18 + 4x + x^2)/3, \quad (8)$$

и с учетом значения  $K_{об} = f(x)$  из табл. 1 по (2) определяется оптимальное значение  $x_{опт} = 0,65$ , т.е. параметр неравновитковости катушек  $x$  обмотки рис. 1,б следует выбирать в пределах от 0,6 до 0,7; квадраты длин сторон —  $(3+x^2)$  для сторон (9–1), (1–2);  $3 \cdot 1^2 = 3$  для стороны (2–3), тогда по (4), (5) получаем:

$$K'_\beta = (9 + 2x^2)/12; \beta = (6 + 2x^2)/9; \\ K_\beta (13 + 2x^2)/16; y_{н.э} = 3 + x^2. \quad (9)$$

Подобным образом определяются параметры обмоток при  $q = 2,5–6,5$  и результаты сводятся в табл. 2

По (1), (3), (8), (9), для обмотки с  $q = 1,5$  вычисляются: при  $x = 0$  (равновитковые катушки) —  $R_d^2 = 6,0$ ;  $R = 9 \cdot 0,8312/\pi$  ( $K_{об} = 0,8312$ ) и  $\sigma_{д\%} = 5,82$ ;  $\beta = 2/3$ ,  $K'_\beta = 3/4$ ,  $K_\beta = 13/16$ ,  $y_{н.э} = y_{н.ср} = 3$ ; при  $x = x_{опт} = 0,65$  —  $R_d^2 = 21,0225/3$ ;  $R = 9 \cdot 0,9053/\pi$  (при  $K_{об} = 0,9053$ ) и  $\sigma_{д\%min} = 4,18$ , т.е. в неравновитковой обмотке коэффициент дифференциального рассеяния  $\sigma_d$  снижается в  $5,82/4,18 = 1,39$  раза по сравнению с равновитковой;  $\beta = 0,7606$ ,  $K'_\beta = 0,8204$ ,  $K_\beta = 0,8653$ ,  $y_{н.э} = 3,42$  и  $y_{н.ср} = 3,43$ .

Предлагаемые обмотки можно исследовать и матричным методом по их структурным матрицам [4]. Например, обмотка с  $q = 1,5$  при  $2w_k = 2$  по

рис. 1,б имеет структурную матрицу [C] вида (10), содержащую  $z = 9$

$$[C] = \begin{matrix} & \begin{matrix} A & Z & B & X & C & Y \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \end{matrix} & \left[ \begin{array}{cccccc} 1+x & 1-x & & & & \\ 1-x & 1+x & & & & \\ & & 1 & & & \\ & & & 1+x & 1-x & \\ & & & 1-x & 1+x & \\ & & & & & 1 & 1 \\ & & & & & & 1+x & 1-x \\ & & & & & & 1-x & 1+x \\ 1 & & & & & & & & 1 \end{array} \right] \end{matrix} \quad (10)$$

строк по числу пазов и  $2m = 6$  столбцов по числу фазных зон, по которой составляется матрица фазы, например А, с зонами А–Х

$$[C_\phi]_A = [C_A] - [C_X] = [1+x \ 1-x \ -(1-x) \ -(1+x) \ -1 \ 1] \quad (11)$$

и по ней для основной гармонической ЭДС при сдвиге пазов на угол  $\alpha_n = 360^\circ/z = 40^\circ$  и единичной ЭДС  $i$ -го паза  $\dot{e}_{zi} = \cos(i-1)\alpha_n + j\sin(i-1)\alpha_n$  определяются [4]: вектор ЭДС фазы  $E_{\phi A}$ , его модуль  $E_{\phi A}$  и обмоточный коэффициент

$$\dot{E}_{\phi A} = [C_\phi]_A \times [\dot{e}_z] = (1+x)\cos 0 + (1-x)\cos \alpha_n - (1-x)3\alpha_n - (1+x)\cos 4\alpha_n - \cos 5\alpha_n + \cos 8\alpha_n + j[(1+x) \times \sin 0 + (1-x)\sin \alpha_n - (1-x)\sin 3\alpha_n - (1+x)\sin 4\alpha_n - \sin 5\alpha_n + \sin 8\alpha_n] = 4,911474 + x0,673649 - j(0,866025 + x0,118783); E_{\phi A} = 4,98724 + x0,684041; K_{об} = E_{\phi A}/6 = 0,8312 + x0,1140,$$

что соответствует значению  $K_{об} = f(x)$  по табл. 1.

Результаты расчетов по соотношениям (1)–(7) и табл. 1, 2 основных параметров исследуемых по рис. 1–3 обмоток при равно- ( $x = 0$ ) и неравновитковых (при  $x = x_{опт}$ ) катушках сведе-

Таблица 2

Обмотка по рис.	$R_d^2$	$\beta$	$K'_\beta$	$K_\beta$	$u_{н.э}$	$x_{опт}$
1,б $q=1,5$	$\frac{18+4x+x^2}{2}$	$\frac{6+2x^2}{9}$	$\frac{9+2x^2}{12}$	$\frac{13+2x^2}{16}$	$3+x^2$	0,65
1,а $q=2,5$	$\frac{80+22x+3x^2}{5}$	$\frac{10+4x^2}{15}$	$\frac{15+4x^2}{20}$	$\frac{65+12x^2}{80}$	$5+2x^2$	0,64
2,б $q=3,5$	$\frac{217+62x+8x^2}{7}$	$\frac{14+6x^2}{21}$	$\frac{21+6x^2}{28}$	$\frac{91+18x^2}{112}$	$7+3x^2$	0,57
2,а $q=4,5$	$\frac{459+134x+16x^2}{9}$	$\frac{18+8x^2}{27}$	$\frac{27+8x^2}{36}$	$\frac{39+8x^2}{48}$	$9+4x^2$	0,54
3,б $q=5,5$	$\frac{836+230x+24x^2}{11}$	$\frac{22+8x^2}{33}$	$\frac{33+8x^2}{44}$	$\frac{143+24x^2}{176}$	$11+4x^2$	0,60
3,а $q=6,5$	$\frac{1378+388x+42x^2}{13}$	$\frac{26+10x^2}{39}$	$\frac{39+10x^2}{52}$	$\frac{169+30x^2}{208}$	$13+5x^2$	0,56

Таблица 3

$q$	$x = 0$			$x = x_{опт}$						
	$u_{к.ср}$	$K_{об}$	$\sigma_{д\%}$	$x_{опт}$	$K_{об}$	$\beta$	$u_{н.э}$	$u_{н.ср}$	$\sigma_{д\%min}$	$K_{эф}$
1,5	3	0,8312	5,82	0,65	0,9053	0,7606	3,42	3,43	4,18	1,39
2,5	5	0,8285	2,25	0,64	0,9072	0,7759	5,82	5,77	1,60	1,41
3,5	7	0,8278	1,25	0,57	0,8992	0,7595	7,98	7,98	0,81	1,54
4,5	9	0,8275	0,83	0,54	0,8957	0,7531	10,17	10,20	0,51	1,63
5,5	11	0,8273	0,64	0,60	0,8983	0,7539	12,44	12,53	0,33	1,94
6,5	13	0,8272	0,52	0,56	0,8950	0,7471	14,57	14,72	0,23	2,26

ны в табл.3, где эффективность неравновитковых обмоток по коэффициенту дифференциального рассеяния оценивается коэффициентом  $K_{эф} = \sigma_{д}/\sigma_{дmin}$ ; все обмотки по табл.3 при  $x = 0$  имеют  $u_{н.э} = u_{н.ср} = u_n = 2q$ ,  $\beta = u_n/\tau_n = 2/3$  и коэффициенты:  $K'_\beta = (1+3\beta)/4 = 3/4$ ,  $K_\beta = (1+3K'_\beta)/4 = (7+9\beta)/16 = 13/16$ .

Сравнения электромагнитных параметров по табл.3 иллюстрируют высокую степень эффективности неравновитковых обмоток при оптимальном значении  $x_{опт}$  параметра неравновитковости катушек, что показывает целесообразность практического применения в электромашиностроении исследованных обмоток, позволяющих заметно снижать добавочные потери в стали и магнитные шумы, повышать энергетические показатели трехфазных машин с такими обмотками [5].

По расходу обмоточного провода исследованные обмотки с неравновитковыми концентрическими катушками по табл.3 превосходят равновитковые двухслойные обмотки, выполняемые обычно с шагом катушек  $u_n \approx \text{ent}(2,5q)$ . Например, для таких равновитковых обмоток получаем: при  $q = 2,5$  и  $u_n = 6 - K_{об} = 0,9099$  и  $\sigma_{д\%} = 1,73$ , т.е. неравновитковая обмотка по табл.3 имеет меньшие шаг катушек  $u_n = 5,77 < 6$  и ко-

эффициент  $\sigma_{д\%}$  в  $1,73/1,60 = 1,08$  раза; при  $q = 3,5$  и  $u_n = 9 - K_{об} = 0,9319$ ,  $\sigma_{д\%} = 0,87$  (по внутреннему многоугольнику<sup>1</sup> рис.2,б), т.е. неравновитковая обмотка имеет меньшие  $u_n = 7,98 < 9$  и  $\sigma_{д\%}$  в  $0,87/0,81 = 1,08$  раза; при  $q = 5,5$  и  $u_n = 14 - K_{об} = 0,9284$  и  $\sigma_{д\%} = 0,37$  (по внутреннему многоугольнику рис.3,б), т.е. неравновитковая обмотка имеет меньшие  $u_n = 12,53 < 14$  и  $\sigma_{д\%}$  в  $0,37/0,33 = 1,12$  раза.

Таким образом, предложенные и исследованные трехфазные дробные обмотки с неравновитковыми концентрическими катушками при  $q = b + 0,5$ ,  $u_{к.ср} = 2q$  и оптимизированном значении параметра неравновитковости катушек  $x_{опт}$  превосходят показатели обычных двухслойных обмоток как по содержанию гармонических в МДС, так и по расходу обмоточного провода. Такие обмотки целесообразно применять в  $2p=4$ -полюсных машинах и для них развертки пазовых слоев рис.1—3 повторяются дважды.

Покажем также вариант выполнения обмоток с  $q=b+0,5$  одно-двухслойными неравновитковыми при среднем шаге концентрических катушек  $u_{к.ср} = 2q + 1$ . На рис.4 показаны развертки па-

<sup>1</sup> Масштаб внутренних многоугольников рис.2,б—3,в уменьшен вдвое.

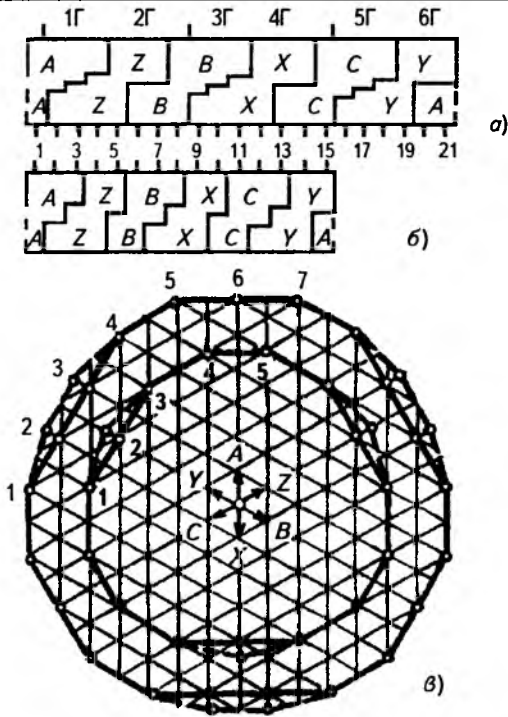


Рис.4. Развертки пазовых слоев и многоугольники МДС трехфазных дробных обмоток при  $q = b+0,5$ ,  $p = 1$ ,  $y_{к.ср} = 2q+1$  для  $q = 2,5$  (б,в — внутренний) и  $q = 3,5$  (а,б — наружный)

зовых слоев и многоугольники МДС таких обмоток при  $q=2,5$ ;  $3,5$  и  $p=1$ , группы которых содержат по  $b=q-0,5$  катушек и катушки в четных группах — двухслойные неравновитковые с шагом наружной  $y_{к.н} = 3b$ , а в четных группах — однослойная наружная с шагом  $y_{к.н} = 3b+1$  при  $2w_{к.н} = 2$  витках и двухслойные остальные. По соотношениям (1)–(7), подобно обмоткам рис.1–3, определяются и исследуются параметры обмоток рис.4:

для  $q = 2,5$  (рис.4,б)

$$K_{об} = 0,90985 + x0,0416; R_d^2 = (96+8x+x^2)/5 \text{ и} \\ x_{опт} = 0,47; \quad (12)$$

$$\beta = (12+2x^2)/15; K'_\beta = (17+2x^2)/20; y_{н.з} = 6+x^2; \\ y_{н.ср} = (29+2x)/5, \quad (13)$$

откуда при равновитковых двухслойных катушках и  $y_n = 6 - K_{об} = 0,90985$  и  $\sigma_{д\%} = 1,737$ , а при  $x = x_{опт} = 0,47$   $K_{об} = 0,9294$  и  $\sigma_{д\%min} = 1,545$  при шаге  $y_{н.ср} = 5,99$ ;

для  $q = 3,5$  (рис.4,а)

$$K_{об} = 0,88975+x0,0634; R_d^2 = (250+22x+2x^2)/7 \text{ и} \\ x_{опт} = 0,56; \quad (14)$$

$$\beta = (16+2x^2)/21; K'_\beta = (23 + 2x^2)/28; y_{н.з} = 8+x^2; \\ y_{н.ср} = (55 + 4x)/7, \quad (15)$$

откуда при равновитковых двухслойных катушках и  $y_n = 8$   $K_{об} = 0,88975$  и  $\sigma_{д\%} = 0,964$ , а

при  $x = x_{опт} = 0,56$   $K_{об} = 0,9133$  и  $\sigma_{д\%min} = 0,787$  при шаге  $y_{н.ср} = 8,18$ .

Из (12) — (15) видно, что обмотки по рис.4 превосходят обычные равновитковые обмотки шага  $y_n = 2q + 1$  по гармоническому составу МДС при практически одинаковом расходе обмоточного провода. Обмотка с  $q = 3,5$ ;  $2p = 4$  ( $z = 42$ ) и шагом  $y_n = 9$ , применяемая на статоре синхронных генераторов серии ОС (для габаритов 7 и 9) с системой возбуждения от третьей гармонической магнитного поля, может успешно заменяться неравновитковой обмоткой по рис.2,б и 4,а при снижении расхода обмоточного провода и улучшении коэффициента дифференциального рассеяния.

### Выводы

1. Показана целесообразность выполнения трехфазных двухслойных дробных обмоток с числами пазов на полюс и фазу  $q = b + 0,5$  неравновитковыми из концентрических катушек при их среднем шаге по пазам  $y_{к.ср} = 2q$ , с числами витков  $(1+x)w_k$  для наружных и  $(1-x)w_k$  для внутренних катушек при сохранении одинакового числа витков  $2w_k$  во всех пазах.

2. Использование многоугольников МДС для исследования неравновитковых обмоток позволяет определять и оптимизировать их электромагнитные параметры по условию минимизации коэффициента дифференциального рассеяния.

3. Эффективность исследованных обмоток обусловлена существенным снижением их дифференциального рассеяния и некоторым сокращением расхода обмоточного провода по сравнению с обычными двухслойными равновитковыми обмотками, что позволяет улучшать энергетические и виброакустические характеристики трехфазных асинхронных и синхронных машин с такими обмотками.

### Список литературы

1. Обмотка асинхронного двигателя с переменным числом витков/Г.А.Вихров, А.С.Гитман, Ю.Д.Муравьев и др.//Электротехническая промышленность. Электрические машины. 1978. Вып. 2(84). С. 1–4.
2. Попов В.И. Электромашинные трехфазные дробные обмотки с пониженным дифференциальным рассеянием//Электричество. 1995. № 7. С.14–23.
3. Попов В.И., Петров Ю.Н. Трехфазные, специальные и совмещенные обмотки электрических машин переменного тока. Н.Новгород: ВИПИ. 1995.
4. Попов В.И., Ахунов Т.А. Матричный анализ МДС трехфазной дробной ( $q=1,25$ ) обмотки с улучшенным гармоническим составом//Электротехника. 1995. № 4. С.19–20.
5. Попов В.И., Макаров Л.Н., Ахунов Т.А. Усовершенствованные и новые схемы трехфазных обмоток для асинхронных машин новой серии RA//Электротехника. 1996. № 2. С.10–14.
6. Попов В.И. Оптимизация электромагнитных параметров трехфазных электромашинных обмоток//Электричество. 1996. № 10. С.28–34.
7. Попов В.И. Электромагнитные свойства трехфаз-

ных обмоток с неравновитковыми катушками электрических машин // Электротехника. 1997. № 9. С.20—23.

**Попов Виктор Иванович** — главный научный сотрудник и руководитель НИЛ электромеханики (ВГИПИ, Н.Новгород), научный консультант ОАО "Ярославский

электромашиностроительный завод". Окончил электротехнический факультет Ереванского политехнического института в 1962 г. Докторскую диссертацию защитил в 1986 г. в МЭИ по электромашинным совместным преобразователям энергии. Профессор, член-кор. РАЭН.

## Бесконтактная переменного-полюсная электромашин

Л.И.АСТАФЬЕВ

*Решается задача создания симметричной аксиальной электромашин посредством совмещения в одном габарите трех бесконтактных машин с мостовыми схемами магнитных цепей. Дан анализ свойств симметричного АД с бесконтактными трехфазными первичными и вторичными обмотками.*

Классическая контактная электромашин годподствует в тяжелом электромашиностроении более века. Эта машин отличалась от всех других типов электромеханических преобразователей энергии минимальными габаритами и массой стали. Несравнимые габариты и масса бесконтактных (индукторных) машин считались очевидным следствием возбуждения не переменного, а пульсирующего магнитного поля [1—3].

Переменное магнитное поле можно возбудить в сложной магнитной цепи и создать электромашину, эквивалентную с этой точки зрения классической. Построение сложной магнитной цепи в радиальной плоскости машин связано со значительным увеличением при  $P_3 = \text{const}$  наружного диаметра  $D_n$  и габарита машин, поскольку объем пропорционален квадрату диаметра.

И, наоборот, разместив сложную магнитную цепь по длине  $L_n$ , можно получить существенный выигрыш в габарите за счет двойного размаха магнитного потока. Троекратное уменьшение диаметра  $D_n$  достигается размещением в аксиальной машин трехфазных стержней на каждом зубцовом делении.

Трехстержневые машин и машин с переменным потоком в цепи реактора были предложены в [4,5]. Такие машин не уступают классической по габаритной мощности и массе и превосходят ее вследствие бесконтактности надежностью, электропрочностью и рядом других качественных показателей.

Машин по [4,5] содержат трехфазные мостовые и двухтактные схемы магнитных цепей. Эти машин, как и индукторные, основаны на возбуждении пульсирующего магнитного поля в зазоре, но отличаются от последних переменным потоком в реакторе. Эти машин сходны с классической и рядом других характерных признаков. Например, совмещение трех мостовых машин в одном габарите позволяет решить проблему создания симметричной аксиальной машин, эквивалентной классическому АД, но отличающейся бесконтактностью фазных обмоток ротора.

Аксиальный разрез машин показан на рис.1. Ротор выполнен бронестержневым и состоит из кольцевых зубчатых магнитопроводов 1,2 и продольных замыкающих магнитопроводов 3. Число зубцов в кольцевом магнитопроводе  $z$ . Зубцовое деление  $\tau_z = \pi D/z$ . Всего кольцевых магнитопроводов  $2m$  (в блоках А, В и С).

Зубцы кольцевых магнитопроводов 1 и 2 сдвинуты относительно друг друга на  $0,5\tau_z (180^\circ)$ . Пары кольцевых магнитопроводов сдвинуты по окружности расточки на  $120^\circ (0, \tau_z/3, 2\tau_z/3)$ .

В окнах между магнитопроводами 1 и 2 размещаются фазные обмотки 4. Обмотки не связаны механически с ротором, выполнены тороидальными и опираются на внутреннюю поверхность статора. Обмотки свободно размещаются в окнах и могут быть выполнены с любыми необходимыми электропрочностью, сечением и, в отличие от насыпных обмоток, при достаточно высоком коэффициенте заполнения  $k_{з\epsilon}$ . Машин высоковольтная и может работать реально на линию передачи энергии без трансформатора. Описанная часть машин по рис.1 функционально эквивалентна статору классической контактной электромашин.

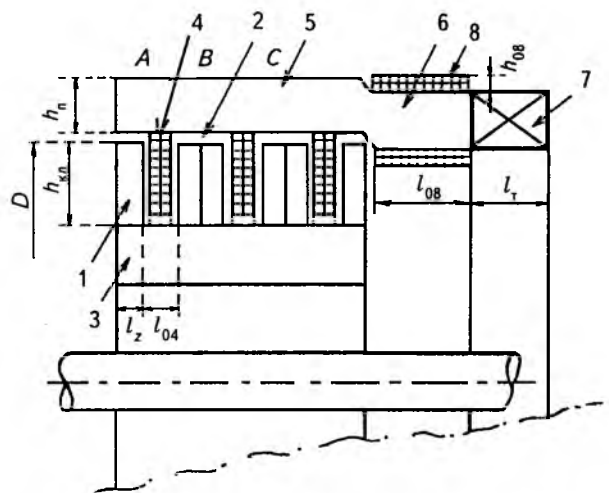


Рис.1. Переменного-полюсная аксиальная машин

Статор на рис.1 состоит из продольных магнитопроводов — стержней 5, обмоток 8 и замыкающего магнитопровода 7. На каждом зубцовом делении  $\tau_{\text{ц}}$  размещается по два (в несимметричной машине) или три (в симметричной машине) стержня 5. Число обмоток 8 и лучей 6 замыкающего магнитопровода 7 равно числу стержней 5. Обмотки 8 — катушечные. Очевидно, что электропрочность и технологичность выпных обмоток классических машин существенно ниже. Статор функционально эквивалентен ротору классической электромашин в синхронном режиме при двух стержнях 5 на зубцовом делении или в асинхронном режиме при трех стержнях. Конструктивные элементы ротора и статора на рис.1 не обозначены.

Нетрудно заметить, что в переменного-полюсной аксиальной электромашине совмещены в одном габарите три мостовые машины по [4]. Машины с мостовой схемой магнитной цепи отличаются [6] минимально возможными габаритами. В мостовой машине конструктивно совмещены шесть элементарных индукторных машин. Совмещение трех мостовых машин позволяет создать не только еще одну экономически рациональную бесконтактную электромашину, но и отличающуюся от всех известных одноименно-полюсных машин оригинальным набором свойств.

**Магнитные проводимости** в зубчатом зазоре лежат в основе анализа и расчета любой бесконтактной электромашин ферродинамического исполнения. Пути потоков в переменного-полюсной машине по рис.1 отличаются от известных для одноименно-полюсных машин. Вместе с тем, метод, разработанный в [7] для расчета проводимости в машинах с двусторонней зубчатостью, достаточно универсален и приложим к анализу и расчету проводимости в зазоре переменного-полюсной машин. Расчет можно сделать по формулам (5-1) — (5-4) из [7]. Величины  $\tau_z$ ,  $\tau$ ,  $\delta$ , и  $l_{\mu}$  при этом выражаются в радианной мере.

На рис.2 показана зона зазора кольцевого магнитопровода 1 при двух стержнях 5 на зубцовом делении. Угол поворота ротора  $\alpha = 0$ . Зубцовое деление  $\tau_{\text{ц}}$  разбивается на участки с характерной конфигурацией магнитных силовых линий (МСЛ). На участке  $\vartheta_1$

$$\lambda_1 = \frac{1}{\delta} \int_0^{\vartheta_1} d\tau = \vartheta_1 / l_1 = \lambda_z. \quad (1)$$

Непосредственно из рис.2 ширина участка  $\vartheta_1 = \tau_{z1}$ , длина МСЛ  $l_1 = \delta$ . Если  $\tau_{z1} = 2,182(125^\circ)$  и  $\delta = 0,15$ , то  $\lambda_1 = \lambda_z = 14,544$ .

На участке  $\vartheta_{n2-1}$

$$\lambda_{n2-1} = \int_0^{\vartheta_{n2-1}} \frac{d\tau}{\tau + l_{n2-1}} = \ln(\vartheta_{n2-1} + l_{n2-1}) / l_{n2-1}. \quad (2)$$

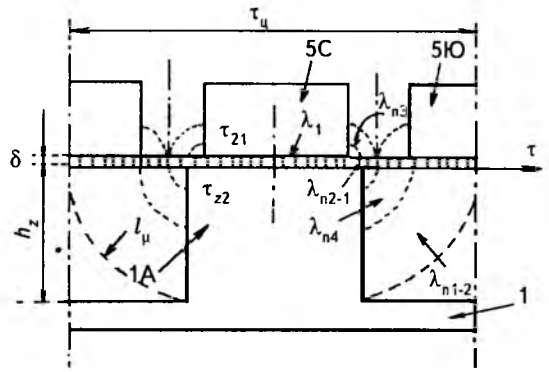


Рис.2. Магнитная проводимость в зазоре

Полагаем  $\tau_{z2} = 2,5308(145^\circ)$ . Тогда  $\vartheta_{n2-1} = 0,1745(10^\circ)$ ,  $l_{n2-1} = \delta$  и  $\lambda_{n2-1} = 0,772$ .

На участке  $\vartheta_{n3}$

$$\lambda_{n3} = \int_0^{\vartheta_{n3}} \frac{d\tau}{2\tau + l_{n3}} = 0,5 \ln(2\vartheta_{n3} + l_{n3}) / l_{n3}. \quad (3)$$

Из рис.2  $\vartheta_{n3} = 0,3054(17,5^\circ)$ ,  $l_{n3} = 0,1745(10^\circ) + \delta$ ,  $\lambda_{n3} = 0,5293$  и  $\lambda_n = 2(\lambda_{n2-1} + \lambda_{n3}) = 2,602$ . Полная проводимость на стержень 5 при  $\alpha = 0$ :  $\lambda_5 = \lambda_z + \lambda_n = 17,146 = \lambda_{\text{max}}$ .

Аналогично можно рассчитать проводимость на стержень 5 при любом положении ротора. Например, проводимость при  $\alpha = 180^\circ$  можно найти из того же рис.2, поскольку стержни 5С и 5Ю сдвинуты относительно друг друга на этот угол. На участке  $\vartheta_{n1-2} = 1,091(62,5^\circ)$  длина МСЛ  $l_{n1-2} = 0,7854(45^\circ) + \delta$  и  $\lambda_{n1-2} = 0,7729$ . На участке  $\vartheta_{n4}$

$$\lambda_{n4} = \frac{1}{l_{n4}} \int_0^{\vartheta_{n4}} d\tau = \vartheta_{n4} / l_{n4}. \quad (4)$$

Из рис.2  $\vartheta_{n4} = 0,4799(27,5^\circ)$ ,  $l_{n4} = 0,7854(45^\circ) + \delta$ ,  $\lambda_{n4} = 0,5131$  и  $\lambda_n = 2(\lambda_{n1-2} + \lambda_{n4}) = 2,572 = \lambda_{\text{min}}$ .

В табл.1 приведены данные расчета проводимости для нескольких значений угла  $\alpha$  в пределах  $0-180^\circ$ . Расчет выполнен для  $\tau_{z1} = 125^\circ$ ,  $\tau_{z2} = 145^\circ$  и  $\delta = 0,15$  рад. На рис.3 показаны кривые проводимости. Кривая 1 — кривая проводимости  $\lambda_5$  на стержень 5С, кривая 2 — на стержень 5Ю. Кривые сдвинуты по фазе соответственно сдвигу стержней на зубцовом делении. Фазы проводимостей  $\lambda_{5C}$  и  $\lambda_{5Ю}$  в двух других блоках ротора сдвинуты по фазе на  $120^\circ$  и на  $240^\circ$  соответственно сдвигу зубцов в кольцевых магнитопроводах этих блоков.

Расчет магнитных проводимостей при трех (5А, 5В и 5С) стержнях статора на каждом зубцовом делении принципиально ничем не отличается от изложенного и проводится с использованием тех же формул. Данные такого расчета приведены в табл.2. Расчет выполнен для случая  $\tau_{z1} = 90^\circ$ ,  $\tau_{z2} = 120^\circ$  и  $\delta = 0,15$  рад. Три стержня сдвигаются на зубцовом делении относительно друг друга на  $120^\circ$ , соответственно сдвигаются фазы проводимостей  $\lambda_{5A}$ ,  $\lambda_{5B}$  и  $\lambda_{5C}$ .

Таблица 1

$\alpha$ , град	$\lambda_{5C}$	$\lambda_{5Ю}$	$\lambda_{5C}-\lambda_{5Ю}$	$\lambda_{5C}+\lambda_{5Ю}$	$\lambda_A+\lambda_B+\lambda_C$
0	17,146	2,572	14,574	19,72	29,24
30	15,309	3,312	12,189	18,62	27,86
60	12,412	6,047	6,365	18,46	27,39
90	9,245	9,245	0,0	18,49	27,86
120	6,047	12,412	-6,365	18,46	29,24
150	3,312	15,309	-12,189	18,62	29,24
180	2,572	17,146	-14,574	19,72	27,39

Таблица 2

Число стержней 5	$\lambda_{max}$	$\lambda_{min}$	$\lambda_{max}-\lambda_{min}$	$(\lambda_{max}+\lambda_{min})_{cp}$	$(\lambda_A+\lambda_B+\lambda_C)_{cp}$
2	17,146	2,572	14,57	19,10	28,31
3	12,492	1,220	11,27	12,04	17,43

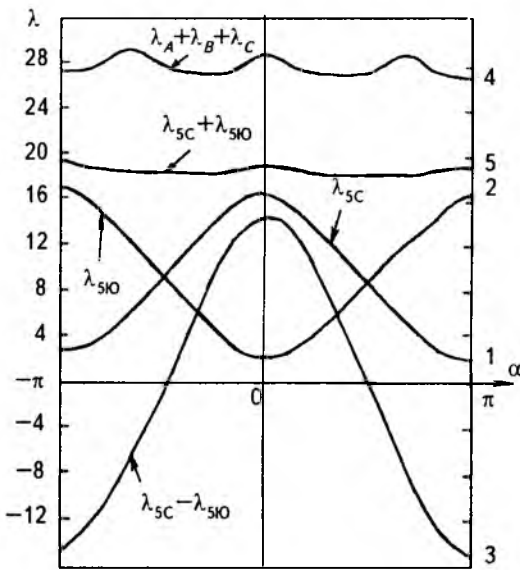


Рис.3. Графики действующих проводимостей

**Бесконтактная синхронная электромашина** содержит два стержня 5 на каждом зубцовом делении. Полагаем, что обмотки 8 подключены последовательно к сети постоянного тока. При этом в стержнях 6С и 6Ю возбуждается магнитный поток, создающий на стержнях 5 полюсы разного знака.

На рис.4 дано условное изображение магнитной цепи для фазы А при двух положениях ротора. Положение ротора при  $\alpha = 180^\circ$  показано пунктирными линиями. Число  $z = 1$ .

Путь потока возбуждения при  $\alpha = 0$ : стержень 6С — стержень 5С — зубец 1А — продольный магнитопровод 3 — зубец 2А — стержень 5Ю — стержень 6Ю — замыкающий магнитопровод 7. Магнитный поток при  $\alpha = 180^\circ$  из стержня 5С входит в зубец 2А. При этом направление потока, сцепленного с обмоткой 4 фазы А, изменит направление на обратное. В отличие от одноименно-полюсных машин, магнитный поток в этой машине, как и в классичес-

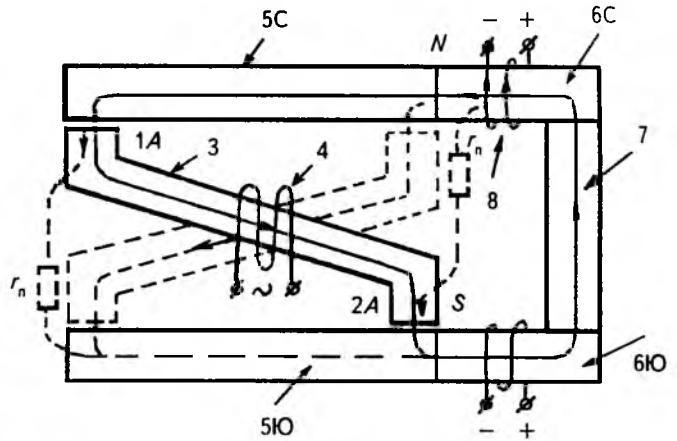


Рис.4. Однофазная мостовая (перекрестная) схема

кой контактной, изменяется от  $+\Phi_{max}$  до  $-\Phi_{max}$ . В фазах В и С магнитные потоки будут сдвинуты по фазе соответственно на  $120^\circ$  и  $240^\circ$ .

Основная часть потока возбуждения замыкается через магнитопровод и сцеплена с витками обмотки 4. Назовем эту часть потока индукции  $\Phi_3'$ . Другая часть (рис.4, магнитные сопротивления  $r_n$ ) замыкается между стержнями 5С и 5Ю, минуя магнитопровод 3. Пазовые потоки  $\Phi_n'$ , как это видно из рис.2, в равной мере насыщают зубцы 1А и 2А. В этой связи легко заметить еще одну аналогию с машиной классической.

Размах изменения потока в одноименно-полюсных машинах определяется разностью потоков  $\Phi_{max}$  и  $\Phi_{min}$  в двух плечах магнитной схемы. Кривая потока  $\Phi_{max}$  повторяет кривую насыщения стали, а кривая потока  $\Phi_{min}$  — линейна. В результате разность потоков при некоторой индукции  $B_{\delta kp}$  перестает расти. В магнитной цепи по рис.4 зубцы 1А и 2А насыщаются в равной мере. При этом  $B_\delta \rightarrow B_s$ , где  $B_s$  — индукция насыщения стали. По последнему признаку машина по рис.1 не равнозначна машине классической. В классической машине, как известно,  $B_z \approx B_s$  и  $B_\delta \approx 0,5B_s$ , что связано с размещением обмоток в зазоре.

Действующая проводимость потоку  $\Phi_3'$  очевидна из рис.4:

$$\lambda_{(-)} = (\lambda_{max} - \lambda_{min}) \cos(\Omega t - \alpha). \quad (5)$$

График проводимости  $\lambda_{(-)}$  показан на рис.3 (кривая 3). Периоды и фазы временных процессов в (5) и последующих формулах считаются заданными в условных единицах — радианах и отсчитываются относительно продольной оси зубца 1А. Амплитуда потока индукции

$$\Phi_3' = k'_\mu 0,5 F_8 l_z k_r k_d \mu_0 \lambda_{(-)}, \quad (6)$$

где  $F_8$  — МДС возбуждения,

$$F_8 = \delta_R D B_\delta / (k'_\mu z \mu_0). \quad (7)$$

Каждый виток обмотки 4 в реальной машине сцеплен с потоками  $z$  зубцов

$$E_4' = 4,44fwz\Phi_3'k_s'' \quad (8)$$

Коэффициенты  $k_\mu'$ ,  $k_r$ ,  $k_d$  и  $k_s''$  подробно рассматривались в [7].

При вращении ротора в обмотках 4A, 4B и 4C индуцируются три переменные ЭДС, сдвинутые по фазе на  $120^\circ$ . При двух стержнях на каждом зубцовом делении статора реализуется синхронный режим работы.

Важным условием рационального исполнения электромашин в синхронном режиме является развязка обмоток по частоте и связанная с этим независимость потоков возбуждения и реакции. Принцип наложения, если пренебречь нелинейностью магнитной цепи, позволяет рассматривать процессы в фазных блоках ротора отдельно, а результаты суммировать. Поток возбуждения из стержня 5C проходит в зубцы 1A, 1B, 1C и далее в магнитопроводы 3A, 3B и 3C. Действующая проводимость потоку возбуждения определится выражением

$$\lambda_6 = \sum_{i=1}^6 \lambda_{\delta i} = 2 \sum_{i=1}^3 \lambda_{\delta i} = 2(\lambda_A + \lambda_B + \lambda_C) = 2\lambda_\Sigma \quad (9)$$

График проводимости  $\lambda_\Sigma$  показан на рис.3 (кривая 4). Пульсация проводимости  $\lambda_6$  относительно среднего значения без учета скоса и сдвига зубцов составляет не более 3,5%.

Преобразование энергии в синхронном режиме, как известно, связано со сдвигом результирующего потока  $\dot{\Phi}_{рез} = \dot{\Phi}' + \dot{\Phi}''$  на некоторый угол  $\theta_n$  относительно продольной оси машины. Током нагрузки  $I_n$  в магнитопроводе 3 возбуждается переменный поток реакции  $\Phi_s''$ . Проводимость потоку реакции, как это видно из рис.2, равна магнитной проводимости на зубец 1A, т.е., равна сумме проводимостей на стержни 5C и 5Ю

$$\lambda_{(+)} = \lambda_{max} + \lambda_{min} \cong const. \quad (10)$$

График этой проводимости показан на рис.3 (кривая 5). Пульсация проводимости  $\lambda_{(+)}$  ( $\approx 3,7\%$ ) также невелика. Возвращаясь к сравнению машин, можно заметить, что стержневая переменнo-полюсная машина подобна неявнополюсной классической электромашине. И в той и в другой машинах магнитная проводимость потокам возбуждения и реакции не зависит от угла поворота ротора.

Амплитуда потока реакции

$$\Phi_3'' = k_\mu'' \sqrt{2} I_n \omega z 0,5 \mu_0 \lambda_{(+)} \quad (11)$$

Определение потоков индукции  $\Phi_s'$  и реакции  $\Phi_s''$  позволяет найти все другие величины и свойства, характеризующие машину по рис.1 в синхронном режиме работы.

Покажем в заключение, что машина по рис. 1 аналогична классической и в части влияния про-

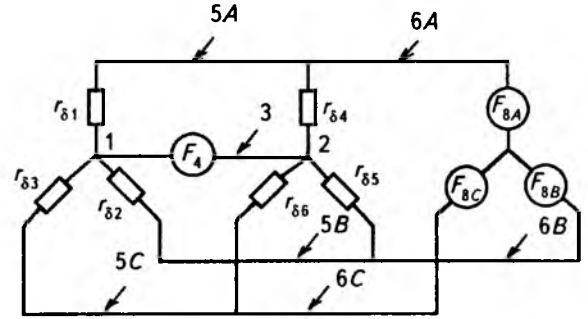


Рис.5. Трехфазный магнитный мост

цесса реакции на цепь возбуждения. Поток реакции в магнитопроводе 6C—7—6Ю создается суммой трех МДС  $F_s''$ , последовательно сдвинутых по фазе на  $(2/3)\pi$ . Проводимости  $\lambda_{(-)}$  (5) в блоках A, B и C также сдвинуты по фазе на  $(2/3)\pi$ . При этом

$$\begin{aligned} \Phi_6'' &= \sin\Omega t \cos\Omega t + \\ &+ \sin(\Omega t - (2/3)\pi) \cos(\Omega t - (2/3)\pi) + \\ &+ \sin(\Omega t - (4/3)\pi) \cos(\Omega t - (4/3)\pi). \end{aligned}$$

После несложных преобразований можно установить, что три потока двойной частоты взаимно нейтрализуются. По магнитопроводу 6C—7—6Ю проходит поток

$$\Phi_6'' = (3/4) F_3'' l_z \mu_0 \lambda_{(-)} \cos\chi,$$

где  $\chi$  — угол сдвига потока  $\Phi_3''$  относительно продольной оси на векторной диаграмме машины. При активной нагрузке  $\chi = \pi/2$  и  $\Phi_6'' = 0$ .

**Асинхронный режим.** Экспериментальный образец мостовой машины был испытан автором в 1956 г. в лаборатории корабельной связи ВВМИОЛУ, в том числе при возбуждении от источника переменного тока. Процесс модуляции магнитного потока наблюдался на экране осциллографа ЭО-7.

Полагаем, что на каждом зубцовом делении машины по рис.1 размещается по три стержня 5, сдвинутых относительно друг друга на  $120^\circ$ . Обмотки 8A, 8B и 8C подключаются к источнику трехфазного тока частоты  $\omega$ . Обмотки 4A, 4B и 4C соединяются между собой в звезду и подключаются к преобразователю частоты  $(\omega - \Omega)$  или замыкаются накоротко.

Магнитная цепь каждого из блоков A, B и C образует схему трехфазного моста, эквивалентная электрическая схема которого показана на рис.5. Магнитные сопротивления  $r_{\delta i}$  — пульсирующие функции (рис.3) угла поворота ротора. Сопротивления  $r_{\delta 1}$ ,  $r_{\delta 2}$  и  $r_{\delta 3}$  сдвинуты по фазе последовательно на  $120^\circ$ . Сопротивления  $r_{\delta 4}$ ,  $r_{\delta 5}$  и  $r_{\delta 6}$  в расточке 2 сдвинуты последовательно на  $120^\circ$  и  $180^\circ$  относительно аналогичных сопротивлений в расточке 1.

Пренебрегаем насыщением магнитопровода (нелинейностью) и всеми высшими гармониками. В схеме по рис.5 шесть узлов ( $p=6$ ) и десять ветвей ( $q=10$ ), что соответствует  $1+q-p=5$  независимым уравнениям. Расширенная матрица

$$\begin{pmatrix} r_{\delta 1}+r_{\delta 4} & 0 & 0 & -r_{\delta 4} & -r_{\delta 4} & F_4 \\ 0 & r_{\delta 2}+r_{\delta 5} & 0 & r_{\delta 5} & 0 & F_4 \\ 0 & 0 & r_{\delta 3}+r_{\delta 6} & 0 & r_{\delta 6} & F_4 \\ -r_{\delta 4} & r_{\delta 5} & 0 & r_{\delta 4}+r_{\delta 5} & r_{\delta 4} & F_{8B}-F_{8A} \\ -r_{\delta 4} & 0 & r_{\delta 6} & r_{\delta 4} & r_{\delta 4}+r_{\delta 6} & F_{8C}-F_{8A} \end{pmatrix} \cdot (12)$$

Решение системы (12) позволяет найти проводимости в основных ( $S_{\delta i}$ ,  $S_{3i}$  и  $S_{6i}$ ) сечениях магнитной цепи и соответствующие магнитные потоки, если заданы МДС  $F_{8i}$  и  $F_{4i}$ . Решение приведено в [8]. При четном числе  $z$  магнитная цепь каждого блока может быть представлена как сумма трех однофазных мостовых («перекрестных») схем по рис.4. Связи МДС и потоков при этом описываются более простыми формулами, рассмотренными для режима СД.

Магнитный поток в сечении  $S_{6i}$  магнитопровода  $6_i$

$$\Phi_{6i} = \frac{1}{2} F_8 \cos(\omega t - \alpha_i) \lambda_z \mu_0 2\lambda_\Sigma. \quad (13)$$

В машине по рис.1, как и в классическом АД, проводимость первичному потоку не зависит от угла поворота ротора. По длине магнитопровода  $5_i$  распределение поля представляет сложную картину. Магнитный поток в стержне  $5_i$  является суммой трех потоков вида

$$\Phi'_{5i} = \frac{1}{2} F_8 \cos(\omega t - \alpha_i) \lambda_z \mu_0 \lambda_\Sigma. \quad (14)$$

Магнитный поток в зазоре под стержнем  $5_i$

$$\Phi'_{\delta i} = \frac{1}{2} F_8 \cos(\omega t - \alpha_i) \lambda_z \mu_0 \lambda_{\delta i}, \quad (15)$$

где  $\lambda_{\delta i} = \lambda_n + \lambda_{z(0)} + \lambda_{z(1)} \cos(\Omega t - \alpha_i)$ .

Магнитный поток в зазоре состоит из несущего колебания частоты  $\omega$  и двух боковых составляющих с частотами  $(\omega-\Omega)$  и  $(\omega+\Omega)$ . Мостовая машина в теоретическом плане может рассматриваться как модулятор магнитного потока.

В каждом из магнитопроводов  $3A$ ,  $3B$  и  $3C$  имеют место биения боковых составляющих потока от МДС каждой из обмоток  $8A$ ,  $8B$  и  $8C$ . Например, в магнитопроводе  $3B$ :

$$\begin{aligned} \Phi'_{3B} &= \frac{1}{2} [\cos \omega t \cos(\Omega t + \frac{2}{3} \pi) + \cos(\omega t - \frac{2}{3} \pi) \cos \Omega t + \\ &+ \cos(\omega t - \frac{4}{3} \pi) \cos(\Omega t - \frac{2}{3} \pi)] = \frac{1}{2} \sum_3 \cos(\omega t + \Omega t - \alpha_i) + \\ &+ \frac{3}{4} \cos(\omega t - \Omega t - \frac{2}{3} \pi). \end{aligned}$$

Составляющие частоты  $(\omega+\Omega)$  нейтрализуются.

Составляющие частоты  $(\omega-\Omega)$  суммируются. Фазы потоков частоты  $(\omega-\Omega)$  в блоках  $A$ ,  $B$  и  $C$  различаются на  $2/3\pi$ . Таким образом,

$$\Phi'_{3i} = (3/4) F_B I_z \mu_0 \lambda_{(-)} \cos(\omega t - \Omega t - \alpha_i). \quad (16)$$

В машинах с отдельными фазами на переменном токе [9] амплитуды потоков индукции пропорциональны коэффициенту  $1/4$ . В машине по рис.1, как и в классическом АД, эти потоки в три раза больше.

Руководствуясь принципом наложения, процессы индукции и реакции можно рассматривать отдельно. В блоках  $A$ ,  $B$  и  $C$ , как и в классическом АД, индуцируются ЭДС и токи реакции с частотой, изменяющейся по мере разгона ротора от  $\omega$  до нуля при достижении синхронной скорости. В магнитопроводах  $3A$ ,  $3B$  и  $3C$  имеют место потоки реакции

$$\Phi'_{3i} = (1/2) F_4 \sin(\omega t - \Omega t - \alpha_i) \lambda_z \mu_0 \lambda_\Sigma. \quad (17)$$

Проводимость потоку реакции, как и в классической неявнополюсной машине, не зависит от угла поворота ротора. В зазоре:

$$\Phi'_{5i} = (1/2) F_4 \sin(\omega t - \Omega t - \alpha_i) \lambda_z \mu_0 \lambda_{\delta i}. \quad (18)$$

В зазоре имеют место модулированные колебания потоков реакции.

В каждом из магнитопроводов  $6_i$  имеют место биения боковых составляющих от МДС каждой из обмоток  $4A$ ,  $4B$  и  $4C$ . Например, в магнитопроводе  $6B$ :

$$\begin{aligned} \Phi'_{6B} &= \frac{1}{2} [\sin(\omega t - \Omega t) \cos(\Omega t - \frac{2}{3} \pi) + \\ &+ \sin(\omega t - \Omega t - \frac{2}{3} \pi) \cos \Omega t + \sin(\omega t - \Omega t - \frac{4}{3} \pi) \times \\ &\times \cos(\Omega t + \frac{2}{3} \pi)] = \frac{1}{2} \sum_3 \frac{1}{2} \sin(\omega t - 2\Omega t - \alpha_i) + \\ &+ \frac{3}{4} \sin(\omega t - \frac{2}{3} \pi). \end{aligned}$$

Потоки реакции в магнитопроводах  $6A$ ,  $6B$  и  $6C$  изменяются с частотой  $\omega$ , пропорциональны сумме трех составляющих биений и различаются фазой на  $(2/3)\pi$ :

$$\Phi'_{6i} = (3/4) F_4 I_z \mu_0 \lambda_{(-)} \sin(\omega t - \alpha_i). \quad (19)$$

Эти потоки индуцируют в фазах первичной цепи компенсационные токи. Из (16) и (19) видно, что проводимость  $\lambda_{(-)} = \lambda_{\max} - \lambda_{\min} = \lambda_z$  определяет поток взаимной индукции обмоток  $4$  и  $8$ . В машине по рис.1 можно увидеть все характерные признаки асинхронного режима работы.

Вместе с тем, машина по рис.1 не является полным аналогом классического АД. Магнитная проводимость  $\lambda_\Sigma = \lambda_A + \lambda_B + \lambda_C = 3\lambda_n + \lambda_z$ . В первичной и вторичной цепях

машины по рис.1 циркулируют (формулы (14) и (17)) независимые потоки самоиндукции  $\Phi'_n$  и  $\Phi''_n$ , пропорциональные пазовым проводимостям. Поэтому в машине по рис.1 в отличие от классического АД, не может быть [9] броска тока при пуске.

Размещение на каждом зубцовом делении статора шести стержней 5(6) позволит реализовать асинхронный пуск СД. Обмотки 8 в этом варианте соединяются парами при пуске и по три в режиме СД.

**Габаритная мощность.** Возможность использования бесконтактной электромашин в силовой технике определяется прежде всего экономической целесообразностью. Габаритная мощность конкурентоспособной бесконтактной машины должна быть не меньше мощности классической электромашин. Методики расчета электромашин с мостовыми и двухтактными схемами, изложенные в цитируемых статьях, позволяют оценить габаритную мощность машины по рис.1 с достаточной степенью точности.

В короткой статье невозможно дать полный расчет машины, тем более в различных режимах работы. Здесь дадим расчет габаритной мощности в синхронном режиме. Опустим общеизвестные (расчет характеристики холостого хода, размещения обмоток и т.п.) детали расчета.

Машину по рис.1 будем сравнивать с эталоном — классическим синхронным двигателем (машина №1 в [10]). Задаемся максимально возможным числом одинаковых исходных данных. Полагаем:  $P_n=500$  кВт,  $m=3$ ,  $U_\phi=3464$  В= $E'$ ,  $\eta=0,95$ ,  $\cos\varphi=0,9$  и  $n=8,33$  об/с. Векторная диаграмма машин показана на рис.3, а в [9]. Из диаграммы:  $E''=2856$  В и  $x_0=E''/E'=0,8237$ . Диаметр ротора  $D=0,9$  м,  $z(p)=6$  и  $f=z/n=50$  Гц. Мощность в фазе  $P_\phi=P_n/(m\eta\cos\varphi)=189$  кВт. Номинальный ток  $I_n=P_\phi/U_\phi=54,55$  А.

В эталоне  $B_z=1,74$  Тл. Расчет характеристики холостого хода машины по рис.1 обычен и не представляет затруднений, если известны свойства стали и магнитные проводимости в зазоре. Из расчета для низкочастотной горячекатаной стали:  $B_\delta \approx B_z=1,7 \div 1,8$  Тл и  $k'_\mu=0,93$ . Полагаем  $B_\delta=1,7$  Тл (в эталоне  $B_\delta=0,89$  Тл).

Пропорционально величине  $\delta_R$  увеличиваются МДС, габаритная мощность и сечения обмоток. При некоторой величине  $\delta_R$  размещение обмоток становится невозможным. Условия размещения обмоток в стержневых машинах лучше, чем в классической. Однако противоречие в выборе сечений меди и стали сохраняется. Расчет вариантов показывает, что зазор в машинах стержневого исполнения нельзя брать больше 0,1—0,2 рад.

Полагаем  $\delta_R=0,15$  (в эталоне  $\delta_R=0,036$ ). Тогда  $F_8=\delta_R DB_\delta/(k'_\mu \mu_0)=32746$  А.

Кривая магнитной проводимости на рис.3

близка к синусоидальной. Полагаем  $k_r=0,99$ . Коэффициент  $k_d=0,99$ , если скос и сдвиг зубцов не превышают  $12^\circ$ . Рассеяние потока в коаксиальном окне существенно меньше, чем в узких пазах радиальных машин. Полагаем  $k'_s=1,1$ . Число витков в обмотке 4

$$w = \frac{x_0 k'_\mu k_r k_d F_8 \lambda_{(-)}}{k'_\mu k'_s \sqrt{2} I_\phi \lambda_{(+)}} = 224, \quad (20)$$

где  $k'_\mu=0,99$ ,  $\lambda_{(-)}=14,57$  и  $\lambda_{(+)}=19,1$  (формулы (5), (10) и рис.3). МДС реакции  $F_4=\sqrt{2} I_\phi w = 17229$  А.

Длину зубца легко определить, выразив через  $\Phi'_z$  и  $E'_4$  (формулы (6) и (8)):  $l_z=0,0425$  м. Ширина зубца ротора  $\tau_{z2}=2,531(145^\circ)D/2z=190$  мм. Высота зубца  $h_z=0,5 \tau_{n2}=1,8762(107,5^\circ)D/2z=141$  мм. Высота кольцевого магнитопровода  $h_{\text{кп}}=h_z+30=171$  мм. Зазор  $\delta=\delta_R D/2z=11,25$  мм.

В эталонном СД плотность тока  $\Delta=4,57 \cdot 10^6$  А/м<sup>2</sup>, коэффициент заполнения  $k_{3\epsilon}=0,25$ . Оставим эти величины без изменения. Тогда  $S_4=F_4/(1,41\Delta k_{3\epsilon})=10695 \cdot 10^{-6}$  м<sup>2</sup>. Аксиальная длина обмотки  $l_{04}=S_4/h_{\text{кп}}=62,5$  мм.

Ширина стержней 5(6)  $\tau_{z1}=2,1817(125^\circ)D/2z=163,6$  мм. Толщина обмотки возбуждения  $h_{08}=0,5 \tau_{n1}=0,48(27,5^\circ)D/2z=36$  мм. В эталоне  $\Delta=5 \cdot 10^6$  А/м<sup>2</sup>,  $k_{3\epsilon}=0,5$ . Сечение обмотки  $S_8=F_8/(\Delta k_{3\epsilon})=13098 \cdot 10^{-6}$  м<sup>2</sup>. Обмотки на стержнях 6С и 6Ю соединяются последовательно. При этом  $l_{08}=0,5 S_8/h_{08}=182$  мм.

Максимум потока в сечении  $S_6$  (стержень 6)

$$\Phi'_6 = (1/2) F_8 l_z \mu_0 2\lambda_\Sigma = 46000 \cdot 10^{-6} \text{ Вб}, \quad (21)$$

где  $\lambda_\Sigma=28,3$  (формула (9), рис.3).

Индукция  $B_6=1,4$  Тл определяется при расчете насыщения магнитной цепи (характеристики ХХ). Сечение стержня 6  $S_6=\Phi_6/B_6=32860 \cdot 10^{-6}$  м<sup>2</sup>. Высота стержня 5(6)  $h_n=S_6/\tau_{z1} k_{3\mu}=216$  мм, где  $k_{3\mu}=0,93$ . Магнитный поток возбуждения в торцевом замыкающем магнитопроводе 7 делится на две части. При этом  $h_T=h_n$  и  $h_T=0,5 \tau_{z1}=82$  мм.

Наружный диаметр машины по контуру активных материалов

$$D_n = D + 2h_n = 1,33 \text{ м}. \quad (22)$$

Длина

$$L_n = 6l_z + 3l_{04} + l_{08} + l_T = 0,706 \text{ м}. \quad (23)$$

Объем  $V_n=0,786 D_n^2 L_n = 0,98$  м<sup>3</sup>. Габаритный объем классического СД с учетом колец и лобовых участков обмоток составляет 0,91 м<sup>3</sup>.

## Выводы

1. Рассмотрены варианты мостовой электромашин, не уступающие по габаритной мощнос-

ти классической контактной электромашине, но превосходящие последнюю бесконтактностью, электропрочностью и другими качественными показателями.

2. Решена задача создания симметричной аксиальной электромашин посредством совмещения в одном габарите трех машин с мостовыми схемами магнитных цепей. Дан анализ свойств симметричного АД аксиального типа с бесконтактными первичными и вторичными трехфазными обмотками.

#### Список литературы

1. **Апсит В.В.** История бесконтактных электромашин. Т. IX. Рига: Зинатне. 1970.
2. **Алексеева М.М.** Машинные генераторы повышенной частоты. М.-Л.: Энергоиздат. 1967.

3. **Шаров В.С.** Высокочастотные и высокоскоростные электромашин. М.: Энергия. 1973.

4. **А.с.472428 СССР.** Индукторная машина//Л.И.Астафьев//Открытия. Изобретения. 1975. № 20.

5. **А.с.502450 СССР.** Индукторная машина//Л.И.Астафьев//Открытия.Изобретения.1976. № 5.

6. **Астафьев Л.И.** Аксиальные электромашин. Немного истории//Электротехника. 1997. № 7.

7. **Астафьев Л.И.** Метод Р.Поля, его развитие и использование в теории бесконтактных электромашин//Электротехника. 1996. № 1.

8. **Астафьев Л.И.** К решению проблем линейного и поверхностного электромеханического движения. Деп. в ВИНТИ. 1981. № 6 (116).

9. **Астафьев Л.И.** Обобщенная аксиальная электромашин на переменном токе//Электротехника. 1997. №4.

10. **Астафьев Л.И.** Обобщенная аксиальная и классическая электромашин (сравнение)//Электротехника. 1995. № 8.

## Новый принцип синхронизации асинхронного двигателя

А.И.АБДУЛКАДЫРОВ. канд.техн.наук

Азербайджанская ГНА

*Рассмотрен новый принцип синхронизации асинхронного двигателя, который позволяет регулировать пространственное положение вектора НС возбуждения при сравнительно малом изменении его модуля и простой схемной реализации. Известные схемы аналогичного назначения создают одноосную обмотку возбуждения, как в обычной синхронной машин. Главное внимание уделено анализу работы схемы, который даст возможность определить дополнительные области применения синхронизированного асинхронного двигателя, построенного на данном принципе.*

В двухдвигательных приводах наряду с синхронными двигателями применяются также асинхронные двигатели с фазным ротором. Последние имеют хорошие пусковые характеристики, но их КПД и, в особенности, коэффициент мощности меньше, чем у синхронных двигателей. В связи с этим в указанных установках все более широкое применение находят синхронизированные асинхронные двигатели (САД). Эти двигатели сочетают в себе достоинства как асинхронных двигателей с фазным ротором (при пуске), так и синхронных двигателей (в процессе работы).

Традиционные схемы питания фаз обмотки ротора асинхронного двигателя постоянным током [1] создают НС возбуждения, вектор которой жестко связан с пространственным положением ротора как в обычной синхронной машин. Недостатки выравнивания нагрузки в сдвоенных приводах посредством регулирования возбуждения в случае применения таких САД сохраняются [2].

Если ток в каждой из двух или трех фаз ротора регулировать отдельно, то можно изменять пространственное положение (угол  $\theta$ ) вектора результирующей НС возбуждения (ниже этот

угол отсчитывается от оси фазы А обмотки ротора). Обозначим постоянные токи в фазах через  $I_A$ ,  $I_B$  и  $I_C$ , тогда результирующая НС обмотки ротора (с числом витков  $w$  в фазе):

$$\left. \begin{aligned} F = wI = w \sqrt{I_{AB}^2 + I_C^2 - 2I_{AB}I_C \cos\left(\frac{\pi}{3} + \gamma\right)} \\ \theta = \arcsin\left[\left(\frac{I_C}{I}\right) \sin\left(\frac{\pi}{3} + \gamma\right)\right] + \gamma - \frac{\pi}{3}, \end{aligned} \right\} (1)$$

где

$$I_{AB} = \sqrt{I_A^2 + I_{A/B} + I_B^2}; \quad \gamma = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{I}{I_{AB}}\right).$$

Аналогично для случая изменения направления тока, например, в фазе В:

$$\left. \begin{aligned} F = wI = w \sqrt{I_{BC}^2 + I_A^2 - 2I_{BC}I_A \cos\left(\frac{\pi}{3} + \gamma\right)} \\ \theta = \arcsin\left(\frac{I_{BC}}{I} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \gamma\right)\right), \end{aligned} \right\} (2)$$

где

$$I_{BC} = \sqrt{I_B^2 + I_B I_C + I_C^2}; \quad \gamma = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3} I_C}{2 I_{BC}}\right).$$

В частном случае при питании постоянным током только двух фаз ( $I_B = 0$ ):

$$\left. \begin{aligned} F = w l = w \sqrt{I_A^2 + I_A I_C + I_C^2}; \\ \theta = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3} I_C}{2 I}\right). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

При питании двух фаз одинаковым током  $I_A = I_C = I_n$  получим известное выражение [1]:

$$F = \sqrt{3} w l_n; \quad \theta = \pi/6. \quad (4)$$

При питании всех трех фаз одинаковым током  $I_A = I_B = I_C = I_n$ :

$$F = 2 w l_n; \quad \theta = 0. \quad (5)$$

Рассмотрим вначале случай раздельного питания двух фаз. Его можно реализовать по схеме рис.1, если зашунтировать фазную обмотку  $B_1$  (для этого, кроме того, потребуется установить на валу двигателя дополнительное контактное кольцо). Изменение угла  $\theta$  наиболее просто можно осуществить регулированием тока только в одной фазе, сохраняя ток в другой фазе постоянным.

Результаты расчета для данного случая приведены в табл.1, где постоянный ток в фазе, равный номинальному току ротора, принят за базисное значение в относительных единицах (о.е.)

Таблица 1

$I_{A1}$ , о.е.	$I_{C1}$ , о.е.	$I_1$ , о.е.	$\theta_1$ , град	$\Delta\theta_1$ , град
1	1	$\sqrt{3}$	30	0
1	0,75	$\sqrt{2,31}$	25,9	4,1
1	0,50	$\sqrt{1,75}$	19,1	10,9
1	0,25	$\sqrt{1,31}$	10,9	19,1
1	0	1	0	30

Изменение тока в одной фазе с 1 о.е. до 0 привело к смещению вектора НС возбуждения на  $30^\circ$ . при одновременном уменьшении модуля в  $\sqrt{3}$  раз.

Практика показывает [2,3], что для компенсации неравномерности загрузки двигателей в сдвоенном приводе требуется довольно большой динамический диапазон изменения угла  $\theta$  ( $\Delta\theta_{\max} \leq 15^\circ$ ). Таким образом, реальное уменьшение НС возбуждения составит порядка 30%. Применение описанной схемы экономически неприемлемо, так как почти такой же результат может быть достигнут с помощью традиционных схем питания.

Рассмотрим случай раздельного питания всех

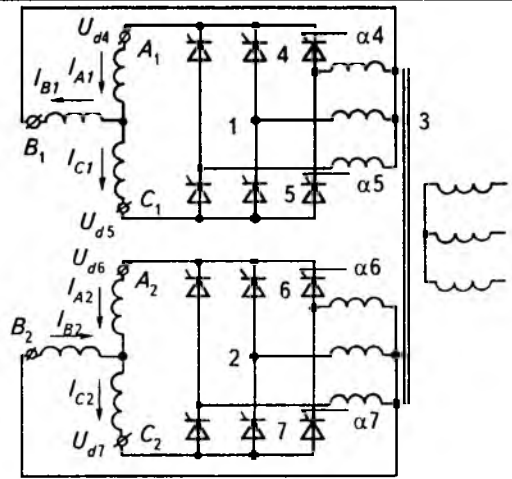


Рис.1.

трех фаз обмотки ротора с предлагаемым вариантом его реализации по рис.1. Здесь  $A_1, B_1, C_1$  и  $A_2, B_2, C_2$  — фазные обмотки роторов первого и второго САД; 1,2 — мостовые тиристорные выпрямители, в которых 4,5 и 6,7 — соответственно катодные и анодные группы тиристоров с индивидуальными системами фазового управления; 3 — выпрямительный трансформатор. Выпрямленные напряжения, формируемые указанными группами тиристоров, на схеме обозначены через  $U_{d4}, U_{d5}, U_{d6}, U_{d7}$  при соответствующих углах управления  $\alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, \alpha_7$ .

Найдем токи в фазных обмотках ротора из следующих уравнений (для одиночного двигателя):

$$\left. \begin{aligned} I_{A1} - (I_{B1} + I_{C1}) &= 0; \\ I_{A1}R + I_{B1}R &= U_{d4}; \\ I_{C1}R - I_{B1}R &= U_{d5}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где  $R$  — активное сопротивление фазной обмотки ротора.

Решая их совместно, получаем:

$$\left. \begin{aligned} I_{A1} &= (2U_{d4} + U_{d5}) / 3R; \\ I_{B1} &= (U_{d4} - U_{d5}) / 3R; \\ I_{C1} &= (U_{d4} + 2U_{d5}) / 3R. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Регулирование токов в фазах можно осуществить за счет изменения  $\alpha_4$  ( $U_{d4}$ ) или  $\alpha_5$  ( $U_{d5}$ ) либо их совместным изменением. За начальное (исходное) состояние принято:

$U_{d4} = U_{d5} = 1,0$  о.е.;  $I_{A1} = I_{C1} = 1,0$  о.е.;  $I_{B1} = 0$ ;  $I_1 = \sqrt{3}$  о.е.;  $\theta_1 = 30^\circ$ . При  $U_{d4} = \text{const}$  будем уменьшать  $U_{d5}$ . Результаты расчета (табл.2) показывают, что вектор НС возбуждения сместился максимум на  $60^\circ$  при одновременном уменьшении модуля вдвое.

По указанным причинам эти результаты также нельзя признать удовлетворительными.

Для изменения угла  $\theta$  с помощью данной схемы представляется целесообразным использовать следующий наиболее приемлемый и легко

Таблица 2

$U_{d4}$ , о.е.	$U_{d5}$ , о.е.	$I_{A1}$ , о.е.	$I_{C1}$ , о.е.	$I_{B1}$ , о.е.	$I_1$ , о.е.	$\theta_1$ , град.	$\Delta\theta_1$ , град.
1	1	1	1	0	$\sqrt{3}$	30	0
1	0,5	5/6	4/6	1/6	$\sqrt{1,75}$	19	11
1	0	2/3	1/3	1/3	1	0	30
1	-0,5	1/2	0	1/2	$\sqrt{0,75}$	-30	60

Таблица 3

$I_{A1}$ , о.е.	$I_{C1}$ , о.е.	$I_{B1}$ , о.е.	$I_1$ , о.е.	$\theta_1$ , град.	$\Delta\theta_1$ , град.
1	1	0	$\sqrt{3}$	30	0
1	0,75	0,25	$\sqrt{2,63}$	15,2	14,8
1	0,5	0,50	$\sqrt{2,25}$	0	30
1	0,25	0,75	$\sqrt{2,44}$	-15,8	45,8
1	0	1,0	$\sqrt{3}$	-30	60

реализуемый алгоритм. Суть этого алгоритма применительно двухдвигательного привода (в том числе и одиночного двигателя) заключается в следующем.

Ток  $I_{A1}$  первого двигателя и ток  $I_{C2}$  второго двигателя поддерживаются постоянными и равными, т.е.  $I_{A1} = I_{C2} = 1,0$  о.е. У первого двигателя уменьшают ток  $I_{C1}$  (за счет уменьшения  $U_{d5}$  путем увеличения  $\alpha_5$ ), а у второго двигателя одновременно с первым уменьшают  $I_{A2}$  (за счет уменьшения  $U_{d6}$  путем увеличения  $\alpha_6$ ). Если обратиться к выражениям (7), то убедимся, что при уменьшении  $U_{d5}$  ток  $I_{A1}$  также уменьшается и для сохранения его постоянным необходимо увеличить  $U_{d4}$ , что можно возложить на систему стабилизации. При этом, как видно из тех же выражений, ток  $I_{B1}$  растет. Такой же процесс происходит и во втором двигателе. Для сохранения НС возбуждения двигателей в процессе выравнивания нагрузки одинаковыми необходимо, чтобы  $I_{C1} = I_{A2}$ , т.е. проводить одновременное регулирование обоих двигателей.

Результаты расчета этого варианта приведены для первого двигателя в табл.3, а второго — в табл.4.

Таблица 4

$I_{A2}$ , о.е.	$I_{C2}$ , о.е.	$I_{B2}$ , о.е.	$I_2$ , о.е.	$\theta_2$ , град.	$\Delta\theta_2$ , град.
1	1	0	$\sqrt{3}$	30	0
0,75	1	0,25	$\sqrt{2,63}$	44,8	-14,8
0,50	1	0,50	$\sqrt{2,25}$	60	-30
0,25	1	0,75	$\sqrt{2,44}$	75,8	-45,8
1	1	1	$\sqrt{3}$	-90	-60

Полученные данные показывают, что для отдельно взятого двигателя можно достичь смещения вектора НС возбуждения на  $60^\circ$  при уменьшении его модуля с  $\sqrt{3}$  до  $\sqrt{2,25}$  о.е. По сравнению с вариантом отдельного питания двух фаз диапазон изменения угла  $\theta$  получается в два раза больше при значительно меньшем уменьшении НС. Для реализации этого алгоритма возникает необходимость во внутреннем контуре регулирования, осуществляющем стабилизацию тока в выбранной базовой фазе (А или С) обмотки ротора САД.

На рис.2 приведены осциллограммы токов в фазах обмотки ротора первого двигателя, подтверждающие работоспособность схемы и эффективность предложенного алгоритма.

Можно показать, что указанные результаты получаются при асимметричном управлении тиристорными выпрямителями. Действительно, как видно из выражений для напряжений первого двигателя,

$$\left. \begin{aligned} U_{d4} &= (2I_{A1} - I_{C1})R; \\ U_{d5} &= (2I_{C1} - I_{A1})R \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

при некоторых значениях токов в обмотках напряжение  $U_{d5}$  становится отрицательным, что достигается при углах  $\alpha_5 > 90^\circ$ . Покажем это. Примем, что при  $\alpha_4 = 0$   $U_{d4} = U_{d40} = 2,0$  о.е., следовательно, и  $U_{d50} = 2,0$  о.е. Расчет углов  $\alpha_4$  и  $\alpha_5$  производится по формулам:  $\alpha_4 = \arccos(0,5U_{d4})$ ;  $\alpha_5 = \arccos(0,5U_{d5})$ . Результаты расчетов приведены в табл.5.

Таблица 5

$I_{A1}$ , о.е.	$I_{C1}$ , о.е.	$I_{B1}$ , о.е.	$U_{d4}$ , о.е.	$U_{d5}$ , о.е.	$\alpha_4$ , град.	$\alpha_5$ , град.
1	1	0	1	1	60	60
1	0,75	0,25	1,25	0,5	51,3	15,5
1	0,50	0,50	1,50	0	41,4	90
1	0,25	0,75	1,75	-0,5	29	104,5
1	0	1	2	-1	0	120

Таким образом, процесс выравнивания нагрузки двигателей в вдвоенном приводе сопровождается асимметричным изменением углов управления тиристорных групп выпрямителей. Однако так как колебания нагрузки двигателей происходят в противофазе, то ток выпрямитель-

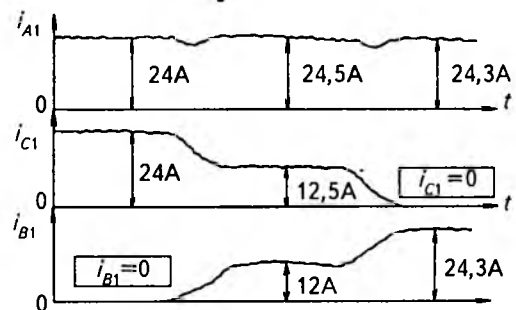


Рис.2.

ного трансформатора имеет симметричную форму. Это еще одно преимущество данной схемы.

В заключении, сравнивая эту схему с традиционными схемами синхронизации, отметим следующее. В наиболее предпочтительной из этих схем имеет место значительная неравномерность нагрузки фаз ротора: полная разгрузка одной фазы, в то время как две другие нагружены номинальным током [1].

В предлагаемой схеме неравномерность нагрузки фаз ротора выражена в меньшей степени: одна фаза нагружена полностью, а каждая из двух других фаз в среднем бывает нагружена на 50%.

Применение синхронизированных асинхронных двигателей, построенных на данном принципе, в сдвоенных приводах позволит устранить значительно большую неравномерность их загрузки, чем при воздействии на возбуждение обычных синхронных двигателей. С учетом этого можно снизить уровень требований к механической части привода и тем самым расширить применение сдвоенных приводов. Другой

возможной областью применения таких двигателей могут быть механизмы, у которых требуется регулирование углового положения ротора, например, поршневые компрессоры.

#### Список литературы

1. **Глебов И.А., Шулаков Н.В., Крутяков Е.А.** Проблемы пуска сверхмощных синхронных машин. Л.: Наука, Ленингр. Отделение, 1988. С.33—39.
2. **Hoffman Arthur H., Trasky John G.** Evaluation of large grinding mill drives for the cement industry//IEEE Trans. Ind. Appl. 1972. Vol. 8, No 1. P.59—72.
3. **Valentine R.D., Trasky J.G., Rippin D.R.** Load Sharing of dual motor grinding mill drives//IEEE Trans. Ind. Appl. 1973. Vol. 13, No2. P.161—168.

**Абдулкадыров Абдула Илясович** — доцент кафедры "Электрические машины и аппараты" Азербайджанской Государственной Нефтяной Академии. Окончил факультет "Автоматика и вычислительная техника" Азербайджанского политехнического института, получил квалификацию инженера-электромеханика. В 1979 г. защитил в ВНИИэлектромаш (г. Ленинград) кандидатскую диссертацию на тему "Исследование и некоторые вопросы оптимизации переходных процессов синхронных машин с дополнительной обмоткой возбуждения в поперечной оси".

## Однофазный синхронный генератор двойного вращения с возбуждением от постоянных магнитов высоких энергий

**Б.В.ЛИТВИНОВ**, канд.техн.наук

*С использованием ортотропного моделирования активного объема электрической машины синтезирована схема замещения однофазного синхронного генератора с неподвижной кольцевой обмоткой якоря и встречным вращением индуктора и магнитопровода якоря.*

В последние годы проявляется повышенный интерес к экологически чистым автономным источникам электроэнергии, использующим энергию волн и ветра. Особенностью подавляющего большинства подобных электроустановок является достаточно низкая скорость перемещения индуктора электрогенератора относительно его якоря, предопределяющая невысокий уровень удельных массогабаритных показателей установки в целом. Увеличение же скорости перемещения индуктора относительно якоря традиционно исполнения (за счет принудительного вращения якоря) требует введения контактных колец и щеточного аппарата, существенно снижающих надежность работы электрогенератора и долговечность электроустановки.

Автором предложены конструкции однофазного синхронного генератора и волновой энергетической установки на его основе, в которых якорная обмотка неподвижна, а индуктор и полюсная система якоря имеют возможность вращаться один относительно другого во встречном направлении [1 и др.]. За счет этого пульсирующее магнитное поле, пронизывающее неподвижную якорную обмотку, изменяется с двой-

ной частотой, обеспечивая, при прочих равных условиях, вдвое больший уровень наведенной в обмотке ЭДС по сравнению с машинами традиционного исполнения с неподвижным якорем. Конструктивные особенности однофазного генератора двойного вращения не позволяют использовать для анализа электромагнитных процессов, в нем протекающих, известные схемы замещения электрических машин традиционного исполнения. Данная работа, предназначенная ликвидировать этот пробел, посвящена синтезированию схемы замещения однофазного синхронного генератора (рис.1) с возбуждением от постоянных магнитов 1 высоких энергий. Подвижная когтеобразная система полюсов 2 рассматриваемого генератора отделена дополнительным зазором 3 от ярма 4, конструктивно сочлененного с неподвижной обмоткой 5.

Синтезирование схемы замещения осуществляется на базе ортотропного моделирования в декартовой системе координат в три этапа:

1. Реальная подвижная когтеобразная магнитная система и кольцевая обмотка якоря заменяются неподвижной классического вида зубцово-пазовой системой с обмоткой волнового типа

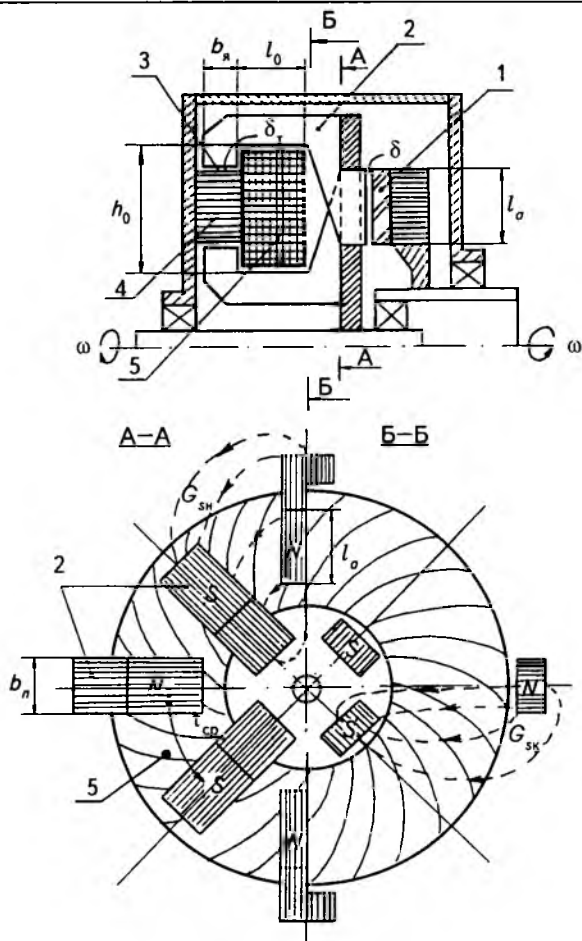


Рис.1. Генератор с неподвижной обмоткой и встречным вращением индуктора и магнитной системы якоря

в пазах (рис.2).

2. Активный объем машины, включающий эквивалентную зубцово-пазовую зону якоря, отделенную от ярма дополнительным рабочим зазором, представляется слоистой ортотропной средой (рис.3) с усредненными параметрами. При этом полагается, что усредненная среда, моделирующая индуктор, перемещается относительно неподвижной среды, моделирующей якорь, с удвоенной скоростью.

3. Для каждой из зон модели по принципам, изложенным в [2], синтезируются типовые E—H схемы и, вслед за этим, каскадные схемы замещения активного объема машины в целом отдельно для прямобегающего и обратобегающего полей. В дальнейшем эти схемы приводятся к единой E—H схеме замещения однофазной машины, которая затем, посредством приведения к реальным источникам энергии, преобразуется в интегральную схему.

**Представление реального якоря с неподвижной кольцевой обмоткой и подвижной когтеобразной магнитной системой классической зубцово-пазовой активной зоной**

Замена совокупности реальных когтеобразных полюсов эквивалентной зубцово-пазовой системой классического вида осуществляется из ус-

ловия сохранения в плоской развертке модели (рис.2) магнитных проводимостей реальных путей рассеяния (рис.1) при допущении о бесконечно большой магнитной проницаемости ферромагнитных участков. Реальная тангенциально ориентированная кольцевая обмотка представляется волновой с ориентацией в пазах вдоль активной длины машины. Подобная замена при сохранении в модели (рис.2) активной длины \$l\_a\$ и среднего значения полюсного деления \$\tau\_{cp}\$ такими же, как и в реальной машине (рис.1), не приводит к существенному искажению реальных электромагнитных процессов. Если полагать высоту активного слоя модели равной аксиальной ширине \$l\_0\$ кольцевой обмотки (рис.1), то ширина паза \$b\_{п.э}\$ эквивалентной модели определится соотношением

$$b_{п.э} = \mu_0 \frac{l_a l_0}{G_{sk}}, \quad (1)$$

где \$G\_{sk}\$ — магнитная проводимость рассеяния когтеобразных полюсов в области окна обмотки (рис.1).

Ширина зубца эквивалентной модели

$$b_{z3} = \tau_{cp} - b_{п.э}. \quad (2)$$

Выражения для эквивалентной высоты полюсных наконечников \$h\_{н.э}\$ и дополнительного рабочего зазора \$\delta\_{т.э}\$ модели, также определяемые из

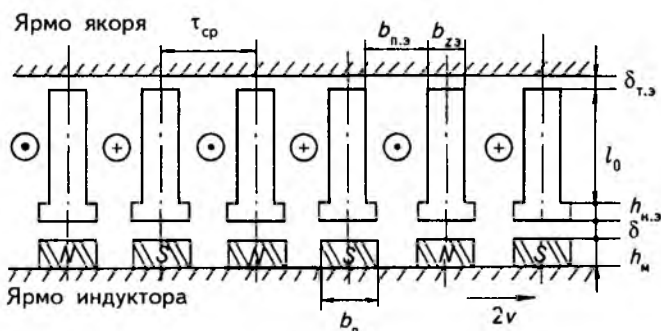


Рис.2. Эквивалентная зубцово-пазовая модель трехфазного генератора двойного вращения

Ярмо якоря	\$\mu = \infty\$	
Дополнительный зазор	\$\mu_0\$	\$\delta_{т.э}\$
Зубцово-пазовая зона якоря	\$\mu_{xя}\$, \$\Delta_3\$	\$l_0\$
Зона наконечников	\$\mu_{yn}\$, \$\mu_{xn}\$	\$h_{н.э}\$
Рабочий зазор	\$\mu_0\$	\$\delta\$
Активная зона индуктора	\$\mu_{ym}\$, \$\mu_{xm}\$, \$\Delta_p\$, \$2v\$	\$h_m\$
Ярмо индуктора	\$\mu = \infty\$	

Рис.3. Расчетная модель активного объема генератора двойного вращения

условия сохранения реальных магнитных проводимостей, имеют вид

$$h_{н.з} = G_{сн} \frac{\tau_{ср} - b_n}{\mu_0 l_a}; \quad (3)$$

$$\delta_{т.з} = \delta_{т} \frac{l_a b_{зз}}{b_{я} b_n}, \quad (4)$$

где  $G_{сн}$  — реальная магнитная проводимость рассеяния в области полюсных наконечников;  $b_n$  — ширина когтеобразного полюса и его наконечника;  $b_{я}$  — толщина яра якоря.

Плотность тока в пазу модели, найденная из условия сохранения действительных ампер-витков кольцевой обмотки, определится соотношением

$$\Delta_з = \frac{h_0}{b_{н.з}} \Delta, \quad (5)$$

где  $\Delta$  — плотность тока в окне реальной машины;  $h_0$  — радиальный размер окна кольцевой обмотки.

**Каскадная E-H схема замещения однофазного генератора с возбуждением от постоянных магнитов высоких энергий**

С учетом того, что магнитная проницаемость ПМ высоких энергий близка к магнитной проницаемости вакуума, магнитные проводимости по продольной и поперечной осям рассматриваемой машины практически одинаковы. Это обстоятельство предопределяет возможность замены зон индуктора и якоря, неоднородных вдоль полюсного деления, линейными ортотропными средами с усредненными магнитными характеристиками, определяемыми по принципам, изложенным в [2,3]. В результате, эквивалентный активный объем (рис.2) рассматриваемой машины представляется совокупностью бесконечно протяженных вдоль координат X и Z слоистых ортотропных сред (рис.3), содержащих сторонние источники энергии в областях, моделирующих активные зоны индуктора и якоря.

Синтезирование схемы замещения электрической машины осуществляется для первых пространственных гармонических сторонних источников энергии. Ортотропная среда, моделирующая зону индуктора с постоянными магнитами, движущаяся со скоростью  $2v$  в направлении координаты X, может рассматриваться как пассивная, а источник НС

$$F = H_c h_m, \quad (6)$$

где  $H_c$  — коэрцитивная сила магнита;  $h_m$  — высота магнитов, размещенным на поверхности яра индуктора.

В системе координат ротора первая гармоническая усредненной намагничивающей силы постоянных магнитов, пространственно распре-

деленной вдоль поверхности яра, имеет следующий вид:

$$F(x') = \frac{4}{\pi} H_c h_m \sin\left(\frac{\pi b_m}{2\tau_{ср}}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{ср}} x'\right). \quad (7)$$

В свою очередь, источник НС (7) на поверхности яра ротора может быть представлен токовым слоем  $A_p$ , создающим ту же МДС, что и исходная система магнитов

$$\begin{aligned} A_p &= \frac{dF}{dx'} = -\frac{4}{\tau} H_c h_m \sin\left(\frac{\pi b_m}{2\tau_{ср}}\right) \sin\left(\frac{\pi}{\tau_{ср}} x'\right) = \\ &= -A_m \sin\left(\frac{\pi}{\tau_{ср}} x'\right). \end{aligned} \quad (8)$$

В системе координат статора соотношение (8) преобразуется в выражение для прямобегущей волны

$$A_p = -A_m \sin\left(\frac{\pi}{\tau_{ср}}(x - 2vt)\right) = A_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_{ср}} x\right),$$

или, что то же самое в комплексной форме,

$$\underline{A}_p = \underline{A}_m e^{-j\frac{\pi}{\tau_{ср}} x}. \quad (9)$$

Пульсирующая сторонняя плотность тока в активной зоне статора может быть представлена в виде совокупности прямобегущей и обратнобегущей волн

$$\begin{aligned} \Delta_з &= \Delta_m \sin(\omega t + \varphi) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{ср}} x\right) = \\ &= \frac{\Delta_m}{2} \sin\left(\omega t + \varphi - \frac{\pi}{\tau_{ср}} x\right) + \frac{\Delta_m}{2} \sin\left(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{\tau_{ср}} x\right) \end{aligned}$$

или в комплексной форме

$$\underline{\Delta}_з = \frac{\Delta_m}{2} e^{-j\frac{\pi}{\tau_{ср}} x} + \frac{\Delta_m}{2} e^{j\frac{\pi}{\tau_{ср}} x}. \quad (10)$$

Для каждого из периодически изменяющихся координатных полей по принципам, изложенным в [3], могут быть составлены каскадные E-H схемы замещения (рис.4, а, б), отличающиеся лишь параметрами типовых звеньев, моделирующих подвижную зону индуктора. Как следует из [3], сопротивления E-H звена, моделирующего зону постоянных магнитов, движущуюся со скоростью  $2v$  относительно неподвижного статора, определяются выражениями

$$z_{1т} = j \frac{\tau_{ср}}{\pi} \left( \omega \mp \frac{2\pi}{\tau_{ср}} v \right) \sqrt{\mu_x \mu_y} \operatorname{th} \left( \frac{\pi}{2\tau_{ср}} h_m \sqrt{\frac{\mu_x}{\mu_y}} \right);$$

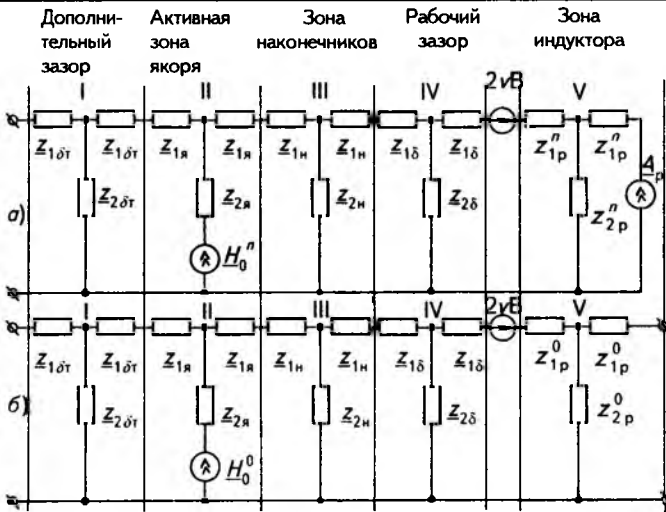


Рис.4. Каскадные E—H схемы замещения однофазного генератора для прямобегающего (а) и обратногобегающего полей

$$z_{2r} = j \frac{\left( \omega \mp \frac{2\pi}{\tau_{cp}} v \right) \sqrt{\mu_x \mu_y}}{\frac{\pi}{\tau_{cp}} \operatorname{sh} \left( \frac{\pi}{\tau_{cp}} h_m \sqrt{\frac{\mu_x}{\mu_y}} \right)}, \quad (11)$$

в которых знак — относится к прямобегающему полю, а знак + к обратногобегающему полю;  $\mu_x$ ,  $\mu_y$  — усредненные параметры активной зоны индуктора [3].

На границе между неподвижной зоной зазора и движущейся средой индуктора тангенциальные составляющие магнитной напряженности прямо- и обратногобегающих полей непрерывны, а соответствующие тангенциальные компоненты электрической напряженности терпят разрыв (рис.4, а, б)

$$E_{\delta 2} = E_{p1} - 2vB_{\delta 2}. \quad (12)$$

С учетом того, что

$$B_{\delta 2} = \mp \frac{\pi}{\tau_{cp} \omega} E_{\delta 2}, \quad (13)$$

где знак — относится к прямобегающему, а знак + к обратногобегающему полям, граничные условия (12) для прямо- и обратногобегающих полей представляются в виде

$$E_{\delta 2} = E_{p1} \frac{\omega}{\omega \mp \frac{\pi}{\tau_{cp}} 2v}. \quad (14)$$

Таким образом, для обеспечения непрерывности  $E$  на границе движущейся и неподвижной сред необходимо параметры (11) типового звена движущейся среды индуктора увеличить со-

ответственно в  $\frac{\omega}{\alpha - (\pi/\tau_{cp})2v}$  (для случая прямо-

бегающего поля) и в  $\frac{\omega}{\alpha + (\pi/\tau_{cp})2v}$  (для обратногобегающего поля) раз.

Если объединить  $E—H$  схемы для прямо- и обратногобегающих полей так, как представлено на рис.5, режим работы каждой их схем не нарушится. С учетом того, что в каждой из дифференциальных схем сторонние источники в зоне статора (аналогичные источникам тока) одинаковы

$$H_0^n = H_0^0 = \frac{\Delta_m}{2} h_3 \quad (15)$$

и задают в соответствующих ветвях одну и ту же магнитную напряженность, можно без нарушения режима работы отдельных схем для прямо- и обратногобегающих полей соединить активные ветви четырехполюсников, моделирующих зону якоря, последовательно и заменить два источника одним. В результате получается каскадная  $E—H$  схема замещения однофазной машины (рис.6), которая может быть преобразована в интегральную схему посредством приведения мощности дифференциального стороннего источника в зоне якоря к реальной выходной мощности генератора. Для этого достаточно сопоставить источник каскадной  $E—H$  схемы с фазным током машины  $I_\phi$

$$H_0 = \frac{\Delta_m}{2} h_3 \rightarrow I_\phi,$$

а напряжение  $u_0$  на зажимах источника  $H_0$ , определяемое после объединения источников суммой средних по высоте активного слоя якоря значений электрической напряженности прямо- и обратногобегающих полей, с выходным напряжением генератора с учетом падения напряжения в активном сопротивлении  $r_\phi$  якорной обмотки и ее индуктивном сопротивлении  $x_n$  лобового рассеяния в межкогтевых пространствах, т.е.

$$u_0 = \frac{1}{h_3} \int_0^{h_3} (E^n + E^0) dy \rightarrow u_\phi + I_\phi (r_\phi + jx_n).$$

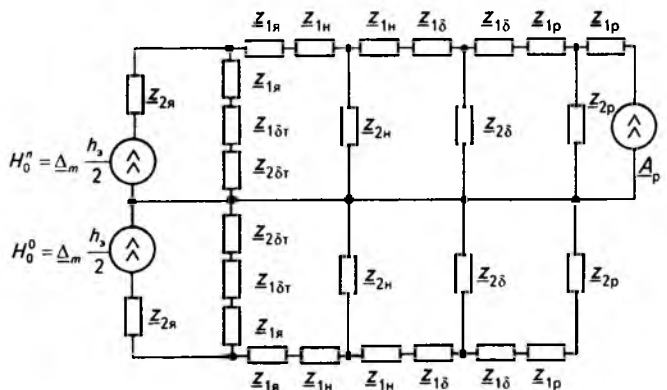


Рис.5. Совмещенная каскадная E—H схема замещения однофазного генератора для прямо- и обратногобегающего полей

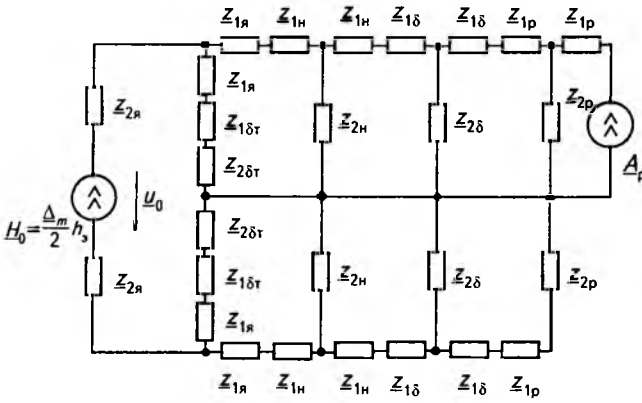


Рис.6. Каскадная E—H схема замещения однофазного генератора

Амплитуда первой пространственной гармонической плотности стороннего тока в зоне якоря

$$\Delta_m = \frac{4}{\pi} \Delta_3 \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{cp}} b_{n,3}\right) = \frac{4}{\pi} \frac{I_\phi w_\phi}{l_0 b_{n,3}} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{cp}} b_{n,3}\right). \quad (16)$$

Следовательно,

$$H_0 = \frac{\Delta_m}{2} h_3 = \frac{2}{\pi} \frac{I_\phi w_\phi l_a}{l_0 b_{n,3}} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{cp}} b_{n,3}\right) = I_\phi k_I, \quad (17)$$

где

$$k_I = \frac{2}{\pi} \frac{w_\phi l_a}{l_0 b_{n,3}} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{cp}} b_{n,3}\right). \quad (18)$$

С другой стороны, из условия равенства мощности сторонних источников энергии в активном объеме якоря выходной мощности генератора с учетом потерь в меди и мощности в лобовых частях

$$\int_V (\underline{E}^n \frac{\Delta_m^*}{2} + \underline{E}^0 \frac{\Delta_m^*}{2}) dv = \underline{u}_\phi I_\phi^* + I_\phi I_\phi^* (r_\phi + jx_n). \quad (19)$$

С учетом (16) соотношение (19) может быть преобразовано следующим образом:

$$\frac{\pi}{4} \frac{w_\phi l_a \rho \tau_{cp}}{l_0 b_{n,3}} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{cp}} b_{n,3}\right) \frac{1}{h_3} \int_0^{h_3} (\underline{E}^n + \underline{E}^0) dy = \underline{u}_\phi + I_\phi (r_\phi + jx_n). \quad (20)$$

Из (20) следует:

$$\underline{u}_\phi + I_\phi (r_\phi + jx_n) = \underline{u}_0 k_u, \quad (21)$$

где

$$k_u = \frac{4\rho\tau_{cp}l_a w_\phi}{\pi l_0 b_{n,3}} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_{cp}} b_{n,3}\right). \quad (22)$$

Таким образом, для приведения каскадной E—H схемы замещения однофазного генератора двойного вращения к интегральному виду (рис.7) необходимо все сопротивления типовых звеньев

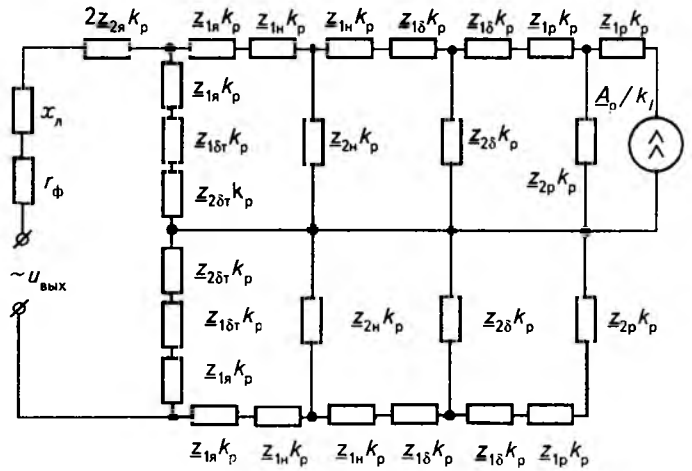


Рис.7. Схема замещения однофазного синхронного генератора с возбуждением от ПМ высоких энергий

дифференциальной цепи (рис.6) увеличить в

$$k_p = k_u k_I = \frac{8\rho\tau_{cp}l_a^2 w_\phi^2}{\pi^2 l_0^2 b_{n,3}^2} \cos^2\left(\frac{\pi}{\tau_{cp}} b_{n,3}\right) \quad (23)$$

раз, ток стороннего источника в зоне индуктора уменьшить в  $k_I$  раз и в ветвь с выходными зажимами генератора включить активное сопротивление  $r_\phi$  обмотки якоря и индуктивное сопротивление  $x_n$  лобовых частей якорной обмотки. Опущенные при синтезе схемы замещения однофазного генератора такие факторы, как насыщение и потери в стали, коэффициенты приведения реальных зазоров к расчетным и т.д., могут быть учтены в среднем при анализе конкретной электрической машины с помощью общеизвестных из теории электрических машин методов.

**Выводы**

1. Активный объем однофазного генератора, включающий неподвижную кольцевую обмотку якоря и вращающиеся навстречу друг другу индуктор с ПМ и когтеобразную магнитную систему якоря, представляется эквивалентной зубцово-пазовой структурой традиционного вида с однофазной волновой обмоткой в пазах статора.

2. С использованием ортотропного моделирования эквивалентного активного объема рассматриваемой электрической машины получены каскадные E—H схемы замещения для прямо- и обратнотекущих электромагнитных полей, которые затем преобразуются в интегральную схему замещения однофазного синхронного генератора двойного вращения.

**Список литературы**

1. Пат. 2054576 Россия. Волновая энергетическая установка/Б.В.Литвинов//Открытие. Изобретения. 1994. № 16.  
 2. Инкин А.И., Литвинов Б.В. Синтез каскадных схем замещения индукционных электрических машин на базе типовых E—H четырехполюсников//Электричество. 1977. № 1. С.29—34.

З. Литвинов Б.В., Давыденко О.Б. Схема замещения синхронной электрической машины с возбуждением от постоянных магнитов высоких энергий // Электротехника. 1995. № 1. С.9—13.

Литвинов Борис Викторович — доцент кафедры "Технологические основы электротехники" Новосибирского

государственного технического университета. В 1961 г. окончил электромеханический факультет Новосибирского электротехнического института. В 1973 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование электромагнитных процессов в торцевых асинхронных машинах".

## Стартерный электродвигатель на постоянных магнитах типа неодим-железо-бор

Д.Д.МИШИН, доктор физ.-мат. наук, проф.

*Тверской Государственный университет*

Стартерный электродвигатель транспортных средств представляет собой щеточно-коллекторный двигатель постоянного тока с четырехполюсным электромагнитным ротором. Источником питания служит стартерная аккумуляторная батарея. Спецификой работы стартерного двигателя является кратковременность — секунда с перегрузкой — плотность тока в обмотках ротора и статора достигает 25—30 А/мм<sup>2</sup>.

Основными недостатками существующих стартерных двигателей являются: во-первых, потребление больших токов 300—500 А, что резко снижает ресурс аккумуляторной батареи и самого двигателя и, во-вторых, применение щеточно-коллекторного механизма, что не только снижает ресурс двигателя, но и усложняет обслуживание.

Целью данной работы явились разработка конструкции, расчет и экспериментальное изучение преимуществ стартерного двигателя на постоянных магнитах типа неодим-железо-бор [1]. В качестве базовых двигателей были приняты стартерные, типа 421.3708 и СТ 368 [2,3].

В настоящей работе исследованы два варианта стартерных двигателей на постоянных магнитах типа неодим-железо-бор.

**Вариант 1.** Статор на постоянных магнитах (рис.1), которые по свойствам близки к марке по каталогу [9,10]. Размеры магнитов обусловлены магнитными полюсами двигателя стартера СТ 368. Ротор стандартный. При этом нагрузка по току на батарею снижается в два раза, но щеточно-коллекторный механизм остается.

**Вариант 2.** Ротор на постоянных магнитах (рис.2). Размеры магнитов обусловлены конструкцией двигателя стартера СТ 368. Щеточный механизм ликвидируется. Статор с обмоткой подключается к транзисторному коммутатору (рис.3).

Работа статорного двигателя как всех электромеханических преобразователей может быть рассмотрена на основе представления механических напряжений  $T$  (Н/м<sup>2</sup>) магнитных силовых линий, количественно вычисляемых по формуле Максвелла:

$$T = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} S, \quad (1)$$

где  $B$  — магнитная индукция в воздушном зазоре, создаваемая ротором и статором;  $S$  — площадь магнитных полюсов;  $\mu_0$  — магнитная постоянная,  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м.

Механический (крутящий) момент  $M$  двигателя можно представить как величину, пропорциональную магнитному потоку  $\Phi$  в воздушном зазоре:

$$M = c \Phi I_0, \quad (2)$$

где  $\Phi$  — суммарный магнитный поток всех полюсов;  $I_0$  — ток в обмотках;  $c$  — коэффициент, определяемый конструкцией двигателя.

Магнитный поток  $\Phi$  можно представить как состоящий из двух потоков — ротора  $\Phi_p$  и статора  $\Phi_c$  [5,6]:

$$\Phi = \Phi_p + \Phi_c \quad (3)$$

или

$$BS = B_p S + B_c S,$$

где  $B$  — суммарная, а  $B_p$  и  $B_c$  — создаваемая ротором и статором магнитная индукция в воздушном зазоре.

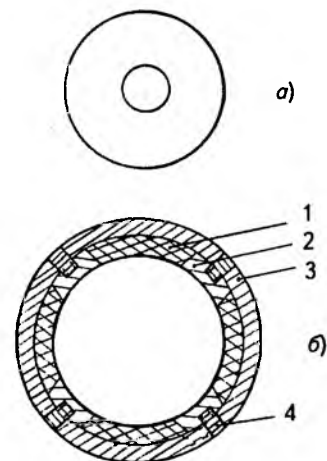


Рис.1. Вариант 1:

1 — постоянные магниты; 2 — каркас из текстолита для крепления магнитов; 3 — корпус-магнитопровод; 4 — болт

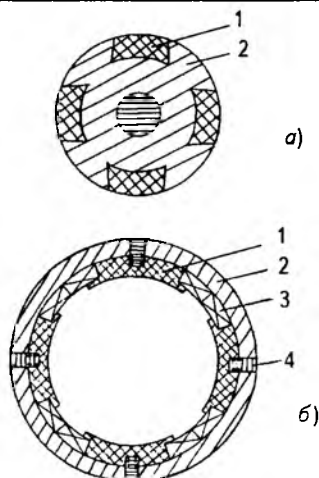


Рис.2. Вариант 2:

а — ротор на постоянных магнитах (1 — постоянные магниты типа неодим-железо-бор; 2 — текстолитовый каркас-крепление); б — статор стандартный (1 — полюс; 2 — магнитопровод; 3 — обмотка; 4 — болт)

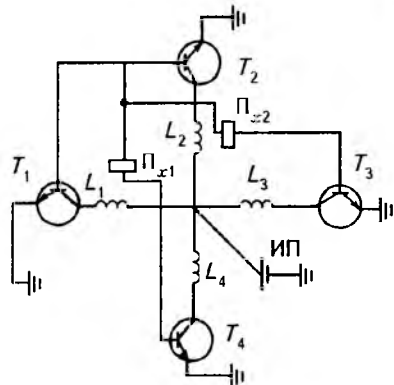


Рис.3. Принципиальная схема коммутатора, которая применяется в варианте 2:

$L_1, L_2, L_3, L_4$  — статорные обмотки, отстоящие друг от друга на  $90^\circ$ ;  $\Pi_{x1}, \Pi_{x2}$  — преобразователи Холла;  $T_1, T_2, T_3, T_4$  — транзисторы; ИП — источник питания (аккумуляторная батарея) [11,12]

Наши измерения флюксметром на двигателе типа СТ 368 показали, что  $B_p \approx B_c = 0,2 \div 0,3$  Тл при максимальном токе в обмотках  $\sim 300$  А.

В исследуемых конструкциях (рис.1 и 2) суммарная магнитная индукция в воздушном зазоре создается постоянными магнитами и электромагнитами ротора (вариант первый) или статора (вариант второй). Магнитная индукция, создаваемая обмотками с сердечниками, ограничена напряжением (током) батареи, нагревани-

ем самой обмотки и конструкцией двигателя [5,6]. Постоянные магниты обладают собственной магнитной индукцией, которая зависит от марки материала постоянного магнита, формы в конкретной конструкции двигателя и температуры [7—9].

Магнитная индукция постоянных магнитов типа неодим-железо-бор при условии максимального энергетического произведения  $BH_{max}$  варьируется от 24 до 48 МГс·Э для марок NdFeB24-NdFeB48.

В нашем эксперименте и расчетах были использованы эксперименте, близкие к марке NdFeB 30 [8,9,10].

Результаты расчетов и измерений приведены в таблице.

Крепление постоянных магнитов, обладающих свойством большого сопротивления процессу сверления, предлагается с помощью формы магнитов и крепящих каркасов, показанных на рис.1 и 2.

При первом варианте статорные электромагнитные полюса заменяются постоянными магнитами типа неодим-железо-бор с магнитной индукцией 0,3 Тл. Ток от батареи уменьшается на 50%. Щеточно-коллекторный механизм остается. При втором варианте роторные (опорные) электромагниты заменяются постоянными магнитами сплава неодим-железо-бор с магнитной индукцией 0,3 Тл. Щеточно-коллекторный механизм исключается и применяется электронный коммутатор на транзисторах или тиристорах (рис.3). При использовании постоянных магнитов с магнитной индукцией 0,5 Тл потребляемый ток батареи может быть уменьшен дополнительно на 10—15 %.

Магнитная индукция постоянных магнитов типа неодим-железо-бор при понижении температуры возрастает. Это обусловлено физической природой магнитного материала, а именно его самопроизвольной намагниченностью (намагниченностью насыщения). Это способствует повышению крутящего момента двигателя при низких температурах. Для интервала температур  $+20 \div -20^\circ\text{C}$  увеличение магнитной индукции при охлаждении достигает 20—30%. Крутящий момент на двигателях за счет температурного роста индукции магнитов типа неодим-железо-бор в этом интервале соответственно также будет возрастать на 20—30%.

Тип аккумуляторной батареи	Тип стартера	Температура, °C	Режим максимальной мощности				W, кВт	$B_p$ , Тл	$B_c$ , Тл	Вариант 1		Вариант 2	
			I, А	U, В	M, Нм	n, об/мин				Ротор	Статор	Ротор	Статор
6СТ-55ЭМ	421.3708	+25	350	8,88	8,5	1944	1,73	—	—	—	—	—	—
		-20	250	7,18	4,9	2000	1,02	—	—	—	—	—	—
	СТ 368	+25	330	9,0	9,0	Тормоз	—	0,3	0,3	0,3	0,5	0,5	0,3
		-20	—	—	—	—	—	0,3	0,3	0,3	0,6	0,6	0,3

### Выводы

1. Предложены два варианта конструкции стартерного электродвигателя: постоянные магниты типа неодим-железо-бор на статоре — один вариант; на роторе — второй вариант — двигатель без щеточно-коллекторного устройства.

2. Показано, что в первом варианте нагрузка на аккумуляторную батарею при неизменном крутящем моменте уменьшается на 50%.

3. Показано, что в случае второго варианта нагрузка уменьшается также на 50%, при этом щеточно-коллекторный механизм исключается.

4. Показано, что температурная зависимость индукции магнитов типа неодим-железо-бор позволяет при охлаждении двигателя до  $-20^{\circ}\text{C}$  крутящий момент усилить на 20—30%.

### Список литературы

1. **Chan C.C. and Chau K.T.** An Advanced Permanent Magnet Motor Drive System for Battery Power Electric Vehicles//IEEE Transactions on Vehicular Technology. 1996. Vol. 45. № 1. P. 180—188.

2. **Мишин Д.Д.** Генераторная установка постоянного тока на основе постоянных магнитов типа неодим-железо-бор//Электротехника. 1997. № 9.

3. **Литвиненко В.В.** Электрооборудование автомобиля ВАЗ//За рулем. 1995.

4. **Акимов С.В., Акимов А.В.** Автомобильные генераторные установки//Транспорт, 1995.

5. **Тикадзуми С.** Физика ферромагнетизма. М.: Мир, 1983.

6. **Бут Д.А.** Бесконтактные электрические машины М.: Высшая школа, 1990.

7. **Брускин Д.Э., Зорохович А.Е., Хвостов В.С.** Электрические машины и микромашины М.: Высшая школа, 1990.

8. **Каталог фирмы Vacuuschmelze Gmeh, Super High Energy Magnets.** Hanau, Germany, 1995.

9. **Каталог фирмы Magnet Sales Manufacturing Inc.** High Performance Permanent Magnets 7//California USA, 1996.

10. **Magnet Catalog.** Doweling Miner Magnetics corp./Sonoma USA, 1996.

11. **Sawyer Bert, Edge I.T.**//IEEE Nation. Ferospace and Electr. Conf. Dayton, 1977. P. 1108—1112.

12. **Shimizu Hidekazu.** Electric Motor of Colsumer Appliances//J.Magn. Jap. 1984. Vol. 8, № 4. P. 322—327.

## О выборе геометрии магнитопровода комбайновых и других двигателей на их базе

К.Д.МАКАРОВ, Л.Б.ЛАНДКОФ, канд.техн.наук, Ю.И.ДМИТРЕНКО

УкрНИИВЭ

*Рассмотрены вопросы выбора и последующего развития геометрии магнитопроводов комбайновых электродвигателей для угольной промышленности (необдуваемых, обдуваемых, с водяным и жидкостным охлаждением), магнитопроводов других взрывозащищенных двигателей (конвейерных, струговых, общего назначения), разработанных на базе комбайновых, а также вопросы их межпроектной унификации с учетом особенностей их охлаждения и режимов работы.*

Вопрос унификации элементов магнитопровода в разных сериях выпускаемых двигателей является весьма актуальным. В настоящей статье рассмотрена унификация применительно к двигателям угольных комбайнов, скребковых конвейеров, а также взрывозащищенным общего назначения, выпускаемым одним из заводов-изготовителей.

До разработки двигателей с водяным охлаждением типа ЭКВ 4-го габарита комбайновые двигатели с внутренней вентиляцией существовали только с необдуваемым корпусом (МАД191/11К, ЭДК4-1, ЭДК4-4, ЭДК4-6) и обдуваемые (ЭДКО4-1С, ЭДКО4-2Л, ЭДКО4-2С и ЭДКО4-4С) с внешним/внутренним диаметрами пакета статора  $D_o/D_p = 365/245$  мм. При завышенном  $D_p = 245$  мм (что объяснялось необходимостью в аксиальных каналах в роторе для внутренней вентиляции) высота спинки статора оказалась заниженной. Ее хватало для необдуваемых двигателей, кое-как ее можно было использовать для обдуваемых двигателей, но в

двигателях ЭКВ индукция в спинке статора ( $B_o \geq 1,8$  Тл) оказалась слишком "зажатой". Тем не менее, в начале 60-х годов этот лист статора и лист ротора от МАД191/11К в целях унификации были использованы в ЭКВ400Л [1].

Несмотря на заниженный  $\cos \varphi$  (0,79) и, следовательно, завышенные потери в меди, сочетание водяного охлаждения корпуса статора с внутренней вентиляцией ротора позволило получить мощность  $P_2 = 120$  кВт при длине магнитопровода  $l_t = 525$  мм и сравнительно толстой (по нынешним понятиям) изоляции (2,08—2,12 мм на две стороны пазовой части катушки), состоявшей из миканита (или слюдинита, или слюдопласта) в комбинации со стеклолакотканью, пропитанной кремнийорганическим лаком и унифицированной с МАД, ЭДК, ЭДКО (вместо 80 кВт для воздушного охлаждения).

В отличие от этих двигателей в ЭКВ (при водяном охлаждении) данная изоляция в некоторых случаях отсыревала, ее сопротивление становилось ниже допустимого, реле утечки постоянно "выбивало".

При уровне техники того времени представлялось, что такое положение может быть поправлено путем уменьшения свободного объема внутренней полости двигателя (т.е. путем отмены внутренней вентиляции) с целью снижения количества конденсата. Мощность снизилась из-за отмены внутренней вентиляции со 120 до 110 кВт, показатели надежности несколько улучшились, но не настолько, чтобы работоспособность двигателя (ЭКВ4У со "старой" расточкой) стала достаточной. Это случилось только после разработки и внедрения в двигателях ЭКВ изоляции монолит [2], т.е. в результате ее пропитки под давлением с предварительным вакуумированием эпоксидным компаундом ПК-11, что резко повышает влагостойкость и многие другие свойства изоляции, но при необходимости замены обмотки в процессе ремонта двигателя создает целый ряд проблем. Поэтому для необдуваемых и обдуваемых двигателей сохранена существующая пропитка кремнийорганическим лаком КО916-К и их изоляция не относится к виду монолит.

До создания конвейерных двигателей ЭДКОФ (2ЭДКОФ, 5ЭДКОФ) скребковые конвейеры комплектовались двигателями КОФ22-4 мощностью 20 кВт. Даже при четырехдвигательном электроприводе эта мощность была недостаточной для нормальной работы конвейера, тем более при тенденции увеличения длины лавы, а двигатель КО42-4 мощностью 50 кВт не удовлетворял заказчика ни по габаритам, ни по массе. Возникла потребность в значительном повышении мощности без увеличения размеров фланцев против принятых в КОФ22-4.

Учитывая невозможность внедрения двигателей ВАОТ [3] на заводе "Кузбассэлектромотор" в 60-х годах и располагая детальными данными о распределении программы выпуска предполагаемого завода-изготовителя по мощностям и числам полюсов, разработчики пришли к выводу, что, если создать конвейерные двигатели, то они будут составлять около 30% программы выпуска. Поэтому лист статора всех выпускаемых заводом-изготовителем двигателей 4-го габарита был переделан с учетом компромисса между требованиями к двигателям необдуваемым, обдуваемым и с водяным охлаждением. Внутренняя вентиляция была сохранена только в ЭДК, а в остальных двигателях она была отменена окончательно. В дальнейшем при создании ЭДК4-75 внутренняя вентиляция в явном виде была отменена и в этом двигателе, так как место, освободившееся от аксиальных каналов в роторе, оказалось более выгодно использовать для повышения сечения роторной обмотки. Тогда не существовало номинального напряжения  $U_H = 1140$  В, поэтому при  $D_\sigma / D_p = 365/234$  мм разработчикам удалось создать двигатели ЭДКОФ41/4, ЭДКОФ42/4 и ЭДКОФ43/4 (мощно-

стью 37, 45 и 55 кВт при  $l_t = 230, 270$  и  $310$  мм соответственно). В двигателе ЭКВ4У с "новой" расточкой  $D_p = 234$  мм и  $l_t = 525$  мм индукция в спинке статора снизилась до  $B_\sigma = 1,5$  Тл,  $\cos \varphi$  повысился до 0,85, а мощность до  $P_2 = 125$  кВт (с внедрением более теплопроводной изоляции монолит — до 132 кВт и с заменой в ЭКВ4-140 двухклеточного ротора глубокопазым — до 140 кВт [4], а при использовании имеющихся тепловых запасов может быть доведена до 155—160 кВт).

В дальнейшем, при  $D_\sigma / D_p = 365/234$  мм созданы двигатели ЭКВ4УС (при  $l_t = 525$  мм) и ЭКВ4-160-2, ЭКВ4-160-3, ЭКВ-160-4, ЭКВ4УС2 (при  $l_t = 600$  мм); в настоящее время серийно выпускаются ЭКВ4-160-2 и ЭКВ4УС2, а также ЭКВ4-140. Сохранение в них  $D_\sigma = 365$  мм, объясняемое только наличием штампа на заводе-изготовителе, перестало быть оправданным с появлением рулонной электротехнической стали, наивыгоднейшей раскрой которой обеспечивается при  $D_\sigma = 368$  мм. И хотя при изготовлении первых опытных образцов двигателей ЭКВЖ4-315 были (невзирая на соображения раскроя рулона стали) выбраны  $D_\sigma / D_p = 382/245$  мм (чтобы в максимально возможной степени реализовать преимущества непосредственного охлаждения активных частей диэлектрической жидкостью), позднее (как только стал вопрос о серийном производстве ЭКВЖ) их техдокументация была переработана на  $D_\sigma / D_p = 368/234$  мм.

При создании нового поколения конвейерных двигателей — ЭДКОФ4-37, ЭДКОФ4-45 и ЭДКОФ4-55 решались две проблемы: снижения материалоемкости и внедрения номинального напряжения  $U_H = 1140$  В.

При существовавшей изоляции для  $U_H = 1140$  В была слишком мала высота паза  $h_{z1} = 34,8$  мм (особенно для ЭДКОФ4-37), чтобы разместить в этом пазу нужное число проводников. Поэтому она была увеличена до  $h_{z1} = 40,2$  мм, а диаметр расточки уменьшен до  $D_p = 220$  мм, хотя имелись нарекания со стороны ремонтных заводов в связи с нарушением взаимозаменяемости внешних размеров роторов новых и существующих (ремонтируемых) двигателей. Внешний диаметр пакета статора был принят  $D_\sigma = 368$  мм.

Для комбайновых двигателей были сохранены  $D_\sigma / D_p = 365/234$  мм, так как уменьшение  $D_p$  до 220 мм (и соответствующее уменьшение сечения обмотки ротора) не было целесообразно (особенно для ЭКВ), а при  $P_2 \geq 75$  кВт исполнение на 1140 В возможно и в  $D_p = 234$  мм.

С увеличением длины и производительности скребковых конвейеров потребность в двигателях мощностью 37 и 45 кВт сошла почти на нет, а потребность в двигателях мощностью 55 кВт достигла примерно 6000 шт. в год (или 30% общей программы выпуска завода-изготовителя). В последнее время она заметно снизилась и в

ближайшие годы, вероятно, дойдет до 2000 шт., но будет по-прежнему составлять значительную долю указанной программы.

С учетом повышения мощности двигателей до значения не менее 55 кВт и появления более тонкой изоляции (1,5—1,69 мм на две стороны) разработчики следующей серии конвейерных двигателей — 2ЭДКОФ(В)250 — выбрали значение  $D_p = 230$  мм, компромиссное для конвейерных, струговых и комбайновых двигателей (за исключением ЭКВЖЭ и ЭКВЭ). При этом для 2ЭДКОФ250М4 (на 660 и 500 В) сохранена существующая изоляция (при проводе шириной 5,6 мм), а для 2ЭДКОФВ250М4, LA4 и LB4 (на 1140 В) и комбайновых двигателей на все напряжения — более тонкая изоляция (полиамидная пленка+иканит, с которого удалена фабричная подложка из стеклоткани), позволившая при проводе шириной 6,3 мм уменьшить ширину пазов 9,25—9,3 мм до  $8,59^{+0,20}_{-0,14}$  мм, соответственно расширить зубцы статора и укоротить магнитопровод (в 2ЭДКОФ(В)250М4 мощностью 55 кВт — до  $l_t = 280$  мм).

Позднее на базе листов статора 2ЭДКОФВ-250LB4 при  $l_t = 510$  мм были созданы двигатели 2ЭДКО4-110 и 2ЭДКО4-110-2 (для 2ЭДКО4-110 и листы ротора унифицированы с 2ЭДКОФВ-250LB4), а также ЭКВ4-185 и 3ЭКВ4УС2 [5,6] — в этих двух двигателях принят свой лист ротора: двухклеточные пазы заменены глубокими, что позволило получить равновеликие зубцы и приемлемую индукцию в них, повысить магнитный поток и снизить потери в обмотке ротора за счет рационального сочетания ее сечения с уровнем магнитного потока двигателя. При водяном охлаждении допустимая мощность двигателя в решающей степени определяется нагревом обмотки ротора и подшипников (охлаждаемых менее интенсивно, чем статора) [7], поэтому и удалось укоротить магнитопровод ЭКВ4-185 и 3ЭКВ4УС2 до 510 мм (вместо 600 мм в ЭКВ4-160-2 и ЭКВ4УС2). Правда, при этом расчетная скорость нарастания температуры обмотки статора (в адиабатическом режиме нагревания) при заторможенном роторе и номинальном напряжении ( $U_n$ ) на зажимах двигателя повысилась до  $\Delta T_1 = 9,3^\circ\text{C}/\text{с}$  (вместо  $5^\circ\text{C}/\text{с}$  в ЭКВ4-160-2 и  $7,5^\circ\text{C}/\text{с}$  в ЭКВ4-140 и ЭКВ4УС2). Но на это можно и нужно пойти (ради снижения материалоемкости на 15%), так как, во-первых, рост  $\Delta T_1$  сопровождается в данном случае ростом пускового и максимального моментов и сокращением продолжительности пуска, а, во-вторых, реальное значение  $\Delta T_1$  ниже расчетного в 1,6—2 раза, так как при пуске в условиях шахтной сети напряжение на зажимах двигателя составляет (0,7—0,8) $U_n$ .

Дальнейший шаг в направлении снижения материалоемкости конвейерных двигателей —

это применение полиимидной изоляции не только на 1140 В, но и в исполнениях на 660 и 500 В, в результате чего в двигателях 5ЭДКОФ-250М4, при сохранении ширины провода 5,6 мм, ширина паза статора уменьшена с  $8,59^{+0,20}_{-0,14}$  до  $7,8^{+0,20}_{-0,14}$  мм, соответственно, расширены зубцы и укорочен магнитопровод (до 240 мм при 55 кВт).

В исполнении на 1140 В применение этих пазов статора вынуждает сузить обмоточные провода с 6,3 до 5,6 мм по меди (так как корпусная изоляция катушки — уже тонкая), но расширение зубцов позволяет укоротить магнитопровод и при 110 кВт (с 510 до 480 мм).

На базе 5ЭДКОФВ250LB4 созданы обдуваемые комбайновые двигатели 4ЭДКО4-110 и 4ЭДКО4-110-2 (взамен 2ЭДКО4-110 и 2ЭДКО4-110-2, соответственно), также начата разработка на 660 В 3В(3ВР)200—250 (взамен АИМ200-225 и ВРП 200-225) мощностью 37, 45 и 55 кВт. Но при водяном охлаждении применение листов статора от 5ЭДКОФ250 нецелесообразно, так как сужение проводников обмотки с 6,3 до 5,6 мм повысило бы расчетное значение  $\Delta T_1$  до  $12^\circ\text{C}/\text{с}$  (на сей раз — без соответствующего роста пускового и максимального моментов и сокращения продолжительности пуска). Поэтому в ЭКВ4-185 и 3ЭКВ4УС2 листы статора сохранены от 2ЭДКОФ250М4, а после снятия последних с производства и замены их 5ЭДКОФ250 унификация ЭКВ4-185 и 3ЭКВ4УС2 с конвейерными двигателями ограничится только заливочными формами короткозамкнутых колец ротора измерительными и другими приспособлениями применительно к  $D_p = 230$  мм.

Использование магнитопровода 5ЭДКОФ250 для совершенствования ЭДК4-75 также нецелесообразно. В связи с решающим влиянием на мощность ЭДК4-75 уровня потерь в обмотке статора и ее нагрева в случае совершенствования этого двигателя придется ограничиваться пазами 2ЭДКОФ250 (с повышением потока на 16%).

В существующих двигателях ЭКВЭ4-200 сечение пазов и обмотки статора завышены, сечение пазов и обмотки ротора занижены, так как в свое время было решено унифицировать их с ЭКВЖЭ4-315 и они выбирались так, как удобно для ЭКВЖЭ:

— при интенсивном охлаждении ротора дизлектрической жидкостью мощность ЭКВЖ определяется, главным образом, уровнем нагрева обмотки статора и потерями энергии в ней;

— при сравнительно большом диаметре вала ( $d_a = 120$  мм) под пакетом ротора и необходимости в аксиальных каналах для циркуляции дизлектрической жидкости пришлось занижить сечение стержней короткозамкнутой клетки (до  $q_c = 150$  мм<sup>2</sup>) и завысить потери в обмотке ротора (которые не приводят к ее чрезмерному на-

греву только благодаря наличию диэлектрической жидкости).

Диэлектрическая жидкость всегда была сравнительно дорогой и дефицитной, а в последнее время эта проблема обострилась многократно в связи с разрывом кооперационных связей. Поэтому энергоблоки комбайнов РКУ комплектуются, в основном, двигателями ЭКВЭ4-200 и их надо (по крайней мере, по листам ротора) унифицировать с ЭКВЖЭ4-315. В ЭКВЭ можно обойтись диаметром вала  $d_b = 112$  мм (при мощности 200 кВт) и отменить аксиальные каналы. За счет этого можно повысить сечение стержней обмотки ротора, существенно снизить нагрев обмотки и подшипниковых узлов, повысить допустимую мощность и показатели надежности, что и осуществлено в опытных партиях, изготовленных для ПО "Челябинскуголь" в 1991 г. и ПО "Красноармейскуголь" в 1996 г. и условно обозначенных "2ЭКВЭ4-200". Статор полностью унифицирован с ЭКВЭ4-200, диаметр вала под пакетом ротора снижен до 112 мм, лист ротора унифицирован с ЭКВ4-140 (благо, в обоих двигателях  $D_p = 234$  мм), длина магнитопровода сохранена 600 мм. Небольшое (казалось бы) увеличение  $q_c$  (со 150 до 170 мм<sup>2</sup>) привело к значительному снижению потерь в обмотке ротора и ее нагрева вследствие их значительного взаимовлияния друг на друга. Имеется возможность дальнейшего повышения  $q_c$  до 221 мм<sup>2</sup> при  $z_2 = 45$  (или до 238 мм<sup>2</sup> при  $z_2 = 42$ , что более предпочтительно по виброакустическим характеристикам) и, следовательно, мощности и надежности двигателя. Пойти на снижение материалоемкости при неизменной мощности двигателя (путем укорочения существующего пакета статора либо путем удлинения до 550 мм пакета статора от ЭКВ4-185) можно будет в более отдаленной перспективе, после списания всех существующих в эксплуатации ЭКВЭ4-200. Заказчики же категорически требуют, чтобы внешние размеры усовершенствованного ротора были полностью взаимозаменяемыми с существующим ротором ( $D_p = 234$  мм до проточки и 231,4 мм после проточки,  $l_r = 600$  мм). Тогда новый ротор может быть использован взамен существующего при ремонте двигателя без замены статора. Подобное требование заказчика объясняется дороговизной энергоблочного корпуса, нецелесообразностью отказа от его повторного использования.

Единственным имеющимся на заводе-изготовителе листом статора, в котором  $D_p = 234$  мм сочетается с  $D_a = 368$  мм, является существующий лист статора ЭКВЭ4-200 (лист статора от ЭДК4-75 с еще более крупными пазами — не в счет, так как его зубцы, подобранные применительно к магнитному потоку необдуваемого двигателя, недостаточно широки для потока двигателя с водяным охлаждением).

Недостатком статора ЭКВЭ4-200 (2ЭКВЭ4-200) является нестандартная ширина обмоточного провода  $B_r = 6,7$  мм. В свое время ширина паза статора  $9,3^{+0,058}$  мм была выбрана под провод шириной 6,9 мм. Потом (после замены ГОСТ 7019-71 на ГОСТ 7019-80) это значение перестало быть стандартным и было выбрано 6,7 мм. Введение изменения № 2 ГОСТ 7019-80, а затем отмена этого стандарта и замена его ТУ16 К71-129-91 сделали нестандартной и ширину провода 6,7 мм (надо выбирать либо 6,3, либо 7,1 мм). При 6,3 мм надо искусственно утолщать корпусную изоляцию, т.е. снижать эффективность использования активных частей. Провод шириной 6,3 мм может быть при пазах от ЭКВЭ4-200 использован лишь как заменитель (при отсутствии проводов шириной 6,7 или 7,1 мм). Провод шириной 7,1 мм может быть использован при изоляции, толщина которой 1,38 мм (на две стороны пазовой части катушки) достигается при снятии временной технологической (киперной) ленты после предварительной пропитки катушки (до наложения на нее постоянной корпусной изоляции). Такой провод, используемый заводом-изготовителем в двигателях 2В(2ВР)250-280, ВА02(ВА03)280-355 и ЭКВ5-200-2 (ЭВ5УС), является слишком жестким для двигателей 4-го габарита, но в ЭКВЭ4-200 (2ЭКВЭ4-200), при сравнительно небольшой программе выпуска двигателей этого типа, может быть использован. Либо можно применять провод марки ППИПК-2,  $b_r = 7,1$  мм по ТУ16-705.035-82 и соответствующую систему изоляции, обеспечивающие достаточную влагостойкость без пропитки эпоксидным компаундом ПК11, что облегчит проблемы ремонта.

Для остальных же двигателей (не комплектующихся в энергоблоке комбайна): ЭКВ, ЭДКО, ЭДКЗВ(ЗВР) и конвейерных 2(5)ЭДК(Л)ОФ(В)250 — использование листа статора от ЭКВЭ4-200 и провода шириной 7,1 мм не может быть признано целесообразным из-за слишком большой (для ходовых типоразмеров двигателей) жесткости этого провода, его перерасхода в 1,25—1,50 раза (по сравнению с вариантами листа статора  $D_a/D_p = 368/230$  мм) и неэффективного использования обмоточной меди (из-за завышенных магнитных индукций в спинке и зубцах статора, особенно в сечении зубца напротив пазовых клиньев, заниженного  $\cos \phi$ , завышенных потерь в стали и, в итоге, отсутствия роста КПД, несмотря на значительный рост расхода меди).

Таким образом, вопрос об унификации геометрии магнитопровода должен решаться с учетом параметров и других особенностей всех выпускаемых заводом-изготовителем серий (исполнений) электрических машин.

## Список литературы

1. **Зак А.А., Ландкоф Л.Б.** Врубово-комбайновый электродвигатель ЭКВ-400 с водяным охлаждением//Горные машины и автоматика. 1962. №7.
2. **Повышение** надежности комбайновых электродвигателей напряжением 660 В/Б.Н.Ванеев, Л.Б.Ландкоф и др.//Уголь Украины. 1978. № 11. С.36.
3. **Дмитренко Ю.И., Зак А.А., Ландкоф Л.Б.** Новые электродвигатели для привода забойных механизмов угольных шахт//Горные машины и автоматика. 1996. № 12.
4. **Ландкоф Л.Б., Бондаренко А.К., Макаров К.Д.** Электродвигатели ЭКВ-140 и ЭКВ3-55 для угольных комбайнов//Уголь Украины. 1988. № 3. С. 24.

5. **Новые** рудничные электродвигатели для привода угледобывающих и проходческих машин/Ю.И.Дмитренко, А.К.Бондаренко, Л.Б.Ландкоф//Уголь Украины. 1997. № 5. С. 30—33.

6. **Электродвигатель** ЗЭКВ4УС2 для привода струговых установок СО-90/А.К.Бондаренко, Ю.И.Дмитренко, Л.Б.Ландкоф и др.//Уголь. 1995. № 5. С. 44—45.

7. **Тепловое** состояние и характеристика асинхронных двигателей угледобывающих машин/И.Г.Ширнин, В.А.Чувашев, К.Д.Макаров и др.//Взрывозащищенные низкоскоростные линейные асинхронные электродвигатели и электроприводы (исследование, разработка и применение). Донецк. 1990. С. 135—147.

## К расчету магнитной проводимости зазора между цилиндрическим полюсным наконечником и плоским поворотным якорем

Г.Т.ГЛУХЕНЬКИЙ, В.Ф.КЫЧКИН, инженеры (ОАО "ЧЭАЗ", г.Чебоксары), Г.П.СВИНЦОВ, канд.техн.наук (ЧГУ, г.Чебоксары)

Проектирование электромагнита (ЭМ) чаще ведется по условию превышения тяговой силы над противодействующей в критической точке перемещения якоря [1,2]. Точность расчета тяговых усилий прежде всего определяется точностью расчета магнитной цепи (МЦ) ЭМ.

Принципиально высокую точность расчета МЦ обеспечивают полевые методы. Но их реализация связана с большими затратами машинного времени, сложным программным обеспечением. Эти недостатки усиливаются в случае необходимости многократного решения задачи расчета МЦ, например, при оптимизационных расчетах, когда приходится варьировать геометрические размеры МЦ [1,3].

Расчет магнитных систем методами теории цепей [2,4,5] приемлем по затратам машинного времени, но часто не обеспечивает необходимой точности расчета из-за существенного упрощения картины магнитного поля рассеяния и недостаточно высокой точности расчетных формул проводимостей рабочих воздушных зазоров.

Для расчета магнитной проводимости  $\Lambda_{\delta}$  рабочего воздушного зазора, ограниченного цилиндрическим полюсным наконечником и плоским якорем, расположенным под углом  $\beta$  к плоскости полюсного наконечника (рис.1), наиболее часто используется [2,5] формула, предложенная [6] Н.К.Гальперном:

$$\Lambda_{\delta} = \Lambda_{т.г} + \Lambda_{р.г} + \Lambda_{бок.г} \quad (1)$$

где

$$\Lambda_{т.г} = 2\pi\mu_0 \left( R_0 - \sqrt{(R_0 + d_n/2)(R_0 - d_n/2)} \right) / \beta;$$

$$\Lambda_{р.г} = \pi\mu_0 d_n (0,4754 + 0,2904(R_0/d_n)\text{tg}(\beta));$$

$$\Lambda_{бок.г} = 2\mu_0 d_n \sigma_n \times$$

$$\times \left( 1 / \sqrt{(\sigma_n/2 + (R_0 - d_n/2)\text{tg}(\beta))(\sigma_n/2 + (R_0 + d_n/2)\text{tg}(\beta)) + 1/d_n} \right)$$

По данным самого автора погрешность предложенной им формулы составляет 5—12%. Причем в подавляющем большинстве случаев [6] формула (1) дает заниженные значения проводимости. Проверка формулы на магнитных системах "средних и больших габаритов" [1] показала, что погрешность может достигать и более 15%. Такие погрешности определения  $\Lambda_{\delta}$  могут вызвать заметные погрешности при расчете электромагнитных усилий.

Для получения расчетного выражения проводимости зазора воспользуемся модифицированным методом Ротерса [7], обеспечивающим более высокую точность определения проводимости, чем его классический вариант. В отличие от [6] выделим четыре характерные области растекания магнитного потока с поверхности полюсного наконечника и обозначим:  $\Lambda_{т}$  — проводимость путей потока с рабочей торцевой поверхности полюсного наконечника, обращенной к якорю;  $\Lambda_{р}$  — проводимость путей потока, условно "выходящих" из ребра рабочей торцевой поверхности полюсного наконечника;  $\Lambda_{бок}$  — проводимость путей потока, сходящих с боковой цилиндрической поверхности полюсного наконечника (эти составляющие проводимости путей потока учтены и в [6]);  $\Lambda_{т.с}$  — проводимость путей потока, выходящих с тыльной поверхности и второго ребра полюсного наконечника.

Поскольку основная составляющая проводимости путей потока с торца полюсного наконечника при использовании метода [7] определя-

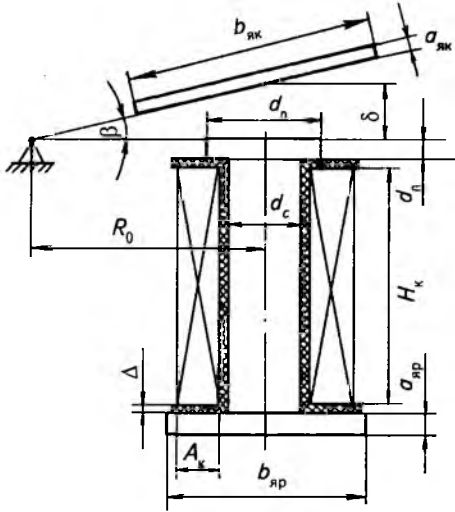


Рис.1. Конфигурация магнитной системы и обозначения ее определяющих размеров

ется так же, как и в [6], то принимаем

$$\Lambda_T = \Lambda_{T,r}$$

Проводимость других областей поля определим в соответствии с выражением

$$\Lambda_r = \mu_0 d_n \int_0^\pi \lambda_{пми} d\gamma, \quad (2)$$

где  $\lambda_{пми}$  — удельная геометрическая проводимость плоскомеридианного поля, приходящаяся на единицу длины окружности полюсного наконечника с диаметром  $d_n$ , зависящая и от угловой координаты  $\gamma$  (рис.2).

Зависимость  $\lambda_{пми}$  устанавливается [7] в соответствии с выражением

$$\Lambda_{пми} = \mu_0 \pi d_n \lambda_{пми} = \mu_0 \int_{\xi_H}^{\xi_K} dV / l^2, \quad (3)$$

где  $dV$  — дифференциал функции объема  $V$ , определяемого геометрией области и параметром  $\xi$  семейства линий магнитного потока;  $l$  — длина линии магнитного потока, соответствующей параметру  $\xi$ ;  $\xi_H$ ,  $\xi_K$  — соответственно начальное и конечное значения параметра  $\xi$ .

При определении проводимости  $\Lambda_p$  путей потока с "ребра" торцевой поверхности полюсного наконечника, как и в [6], угол  $\varphi$  (рис. 2) принимаем равным  $\pi/2$ , что существенно упростит расчетное выражение. В качестве линий магнитного потока принимаем дуги окружностей, "выходящих" из ребра  $B$  (рис.3) и "входящих" перпендикулярно в плоскость ( $xOy$ ) якоря. В качестве параметра  $\xi$  текущей линии магнитного потока принимаем длину отрезка  $AC$ . При этом параметру  $\xi_H = 0$  соответствует дуга (отрезок)  $BA$ , а параметру  $\xi_K = h$  — линия  $BD$ , представляющая четверть дуги окружности радиусом  $h$  с центром в точке  $A$ . Функция объема  $V$  представляет собой объем тела, очерчиваемого при вращении

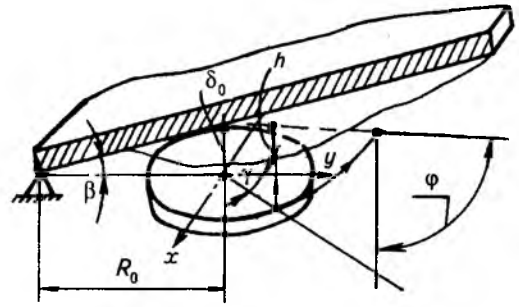


Рис.2. К расчету проводимости путей потока, условно относимых к ребру полюсного наконечника

кругового полусегмента  $ABC$  вокруг оси  $Oz$   $h$

$$V = \pi \int_0^{\pi} y^2(z, \xi) dz, \quad (4)$$

где

$$y(z, \xi) = \sqrt{R^2 - z^2} + y_R; \quad (5)$$

$$R = 0,5(\xi^2 + h^2) / \xi; \quad (6)$$

$$y_R = 0,5d_n + 0,5(\xi^2 - h^2) / \xi. \quad (7)$$

После выполнения операции интегрирования [8] выражение (4) принимает вид

$$V = \pi [h(R^2 + y_R^2 - h^3/3 + y_R \times \{h\sqrt{R^2 - h^2} + R^2 \arcsin(h/R)\})].$$

Продифференцировав последнее выражение по  $\xi$  с учетом (6) и (7) имеем:

$$V'_\xi = \pi h [4R(y_R - 0,5d_n) / \xi + y_R^2 / (\xi \sqrt{1 + (h/R)^2}) + R^3 (1 + 2((y_R - 0,5d_n)/R)^2) \arcsin(h/R) / (h\xi) + R d_n / \xi + R(y_R - 0,5d_n) d_n \arcsin(h/R) / (h\xi)]. \quad (8)$$

Выражение для длины  $l$  линии потока, как это видно из рис.3, может быть записано в виде

$$l = R \arcsin(h/R). \quad (9)$$

Приняв во внимание, что  $dV = V'_\xi d\xi$ , подставим (8) и (9) в (3) и, разложив подынтегральное выражение в степенной ряд, после интегрирования (с учетом первых трех членов упомянутого ряда) получим:

$$\Lambda_{пм.р} = \mu_0 \pi d_n \lambda_{пм.р}, \quad (10)$$

где

$$\lambda_{пм.р} = (0,4h/d_n + 0,5578). \quad (11)$$

Как видно из рис.2, отрезок  $h$  равен:

$$h = (R_0 + d_n \cos(\gamma)) \operatorname{tg}(\beta). \quad (12)$$

Подставим (12) в (11) и далее в (2) и, выполнив интегрирование, получим:

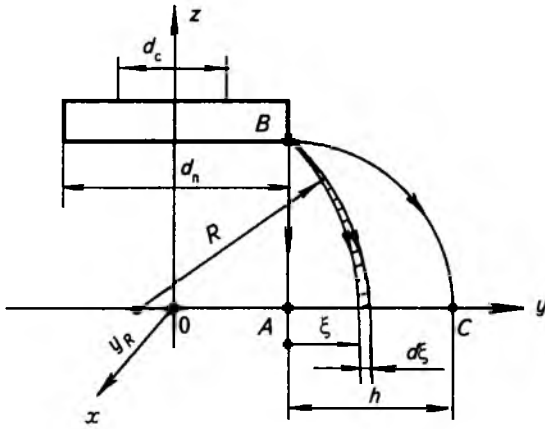


Рис.3. К расчету проводимости плоскомеридианного поля путей потока с "ребра" полюсного наконечника

$$\Lambda_p = \mu_0 \pi d_n (0,5578 + 0,4 R_0 \operatorname{tg}(\beta) / d_n). \quad (13)$$

Проводимость  $\Lambda_{\text{бок}}$  с "боковой поверхности" полюсного наконечника определим также через удельную проводимость  $\lambda_{\text{пм.бок}}$  укрупненной трубки потока плоскомеридианного поля.

В качестве уравнений линий потока принимаем дуги окружностей с центром в точке E (рис.4), параметром — отрезок  $AD = \xi$ ;

$$x = 0,5d_n + \sqrt{(h + \xi)^2 - (y - (h + a_n))^2}. \quad (14)$$

Как это видно из рис.4,

$$l = \varphi(h + \xi), \quad (15)$$

где  $h$  — рассчитывается по выражению (12), а функция объема

$$V(\xi) = V_1 + V_{\text{ук}} - V_{\text{вн}} - \pi d_n^2 \xi / 4. \quad (16)$$

Здесь  $V_1 = \pi \int_a^b x^2(y) dy$  — объем тела, очерчиваемого при вращении дуги DC вокруг оси Oy; объем  $V_{\text{ук}}$  усеченного кругового конуса, описываемого при вращении отрезка прямой BC относительно оси Oy

$$V_{\text{ук}} = \pi \xi \cos(\varphi) (x_c^2 + x_b^2 + x_c x_b) / 3, \quad (17)$$

где  $x_c = 0,5d_n + (h + \xi) \sin(\varphi)$ ;  $x_b = 0,5d_n + h \sin(\varphi)$ ;  $V_{\text{вн}}$  — объем тела, описываемого вращением "внутренней" сепаратриссы AB вокруг оси Oy (не зависит от  $\xi$  и поэтому не влияет на  $dV$ ).

Последнее слагаемое в (16) представляет объем кругового цилиндра с образующей AD. Выражение производной функции (16) может быть записано в виде

$$V'_\xi = (V'_{1\xi} + V'_{\text{ук}\xi} - \pi d_n^2 / 4) d\xi, \quad (18)$$

где в соответствии с (17)

$$V'_{\text{ук}\xi} = \pi \cos(\varphi) (x_c^2 + x_b^2 + x_c x_b + \xi \sin(\varphi) (2x_c + x_b)) / 3. \quad (19)$$

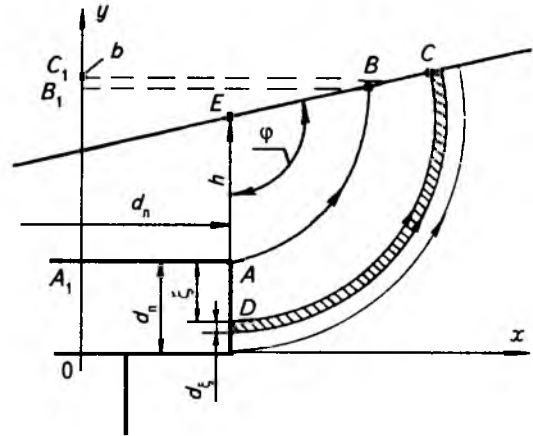


Рис.4. К расчету проводимости путей потока с "боковой поверхности полюса"

Для вычисления  $V'_{1\xi}$  воспользуемся правилом [8] дифференцирования интеграла по параметру  $\xi$

$$V'_{1\xi} = \pi \int_{a(\xi)}^{b(\xi)} \frac{\partial}{\partial \xi} (x(y, \xi))^2 dy + (x(b(\xi), \xi))^2 b'(\xi) - (x(a(\xi), \xi))^2 a'(\xi), \quad (20)$$

где  $b'(\xi) = ab / d\xi = -\cos(\varphi)$ ;  $a'(\xi) = da / d\xi = -1$ .

Вычислим первоначально второе и третье слагаемые в выражении (20). В соответствии с (14) и последними выражениями можем получить:

$$(x(b(\xi), \xi))^2 = (0,5d_n + (h + \xi) \sin(\varphi))^2.$$

Аналогично определим  $(x(a(\xi), \xi))^2 = (0,5d_n)^2$ .

Тогда с учетом последних выражений (20) может быть записано в виде

$$V'_{1\xi} = \pi \left\{ \int_{a(\xi)}^{b(\xi)} \frac{\partial}{\partial \xi} (x(y, \xi))^2 dy - \cos(\varphi) [0,5d_n + (h + \xi) \sin(\varphi)]^2 + (0,5d_n)^2 \right\}. \quad (21)$$

Подынтегральная функция в выражении (21) с учетом (14) записана в виде

$$\frac{\partial (x^2)}{\partial \xi} = 2(h + \xi) \left[ 0,5d_n / \sqrt{(h + \xi)^2 - (y - (h + a_n))^2} + 1 \right].$$

Подставим последнее выражение в (21) и произведем интегрирование. В результате получим:

$$V'_\xi = \pi \{ 2(h + \xi) [0,5d_n (\pi/2 - \arcsin(\cos(\varphi))) + (h + \xi)(1 - \cos(\varphi)) - \cos(\varphi) [0,5d_n + (h + \xi) \sin(\varphi)]^2 + (0,5d_n)^2 \}. \quad (22)$$

Подставим выражения (19) и (22) в (18), а затем в (3) и с учетом (15) выполним интегриро-

вание с использованием табличных интегралов [8] и после преобразований получим:

$$\Lambda_{\text{бок.пм}} = \mu_0 \pi d_n \lambda_{\text{бок.пм}}, \quad (23)$$

где

$$\Lambda_{\text{бок.пм}} = \ln(1+a_n/h)/\varphi + (a_n/(0,5d_n))(1-\cos(\varphi))/\varphi^2. \quad (24)$$

Далее подставим (24) в (2) и произведем его интегрирование при условии: что  $\varphi=\pi/2$ , и получим:

$$\Lambda_{\text{бок}} = \mu_0 \pi d_n [(2/\pi) \ln(1 + a_n/(R_0 \text{tg}(\beta))) + (4/\pi^2) a_n/(0,5d_n)]. \quad (25)$$

Вывод расчетной формулы для магнитной проводимости  $\Lambda_{\text{т.с}}$  путей потоков с тыльной стороны полюсного наконечника проводится в целом аналогично предыдущему случаю (рис.5):

$$\Lambda_{\text{т.с}} = \mu_0 \pi d_n \int_0^\pi \lambda_{\text{пм.т.с}} d\gamma. \quad (26)$$

Предварительно получим выражение для удельной проводимости плоскомеридианного поля из выражения

$$\Lambda_{\text{пм.т.с}} = \mu_0 \pi d_n \lambda_{\text{пм.т.с}}. \quad (27)$$

$$\text{При этом } \Lambda_{\text{пм.т.с}} = \mu_0 \int dV/l^2, \quad (28)$$

где  $dV$  — дифференциал функции объема  $V$ , высекаемого при вращении плоской фигуры  $ABCDL$  вокруг оси  $Oy$ . В качестве параметра семейства линий потока, составленных в данном случае из двух дуг окружностей  $x_1(y,\xi)$  и  $x_2(y,\xi)$  с центрами соответственно в точках  $E$  и  $A$ , принимаем длину отрезка  $LA = \xi$ . Таким образом, длина  $l$  текущей линии магнитного потока в выражении (28) равна:

$$l = \varphi(h_1 + \xi) + \xi\pi/2 = \varphi(h_1 + k\xi), \quad (29)$$

где  $k = (\pi/2 + \varphi)/\varphi$ .

Уравнения дуг линий потока имеют вид

$$x_1 = 0,5d_n + \sqrt{(h_1 + \xi)^2 - (y - h_1)^2}; \quad (30)$$

$$x_2 = 0,5d_n - \sqrt{\xi^2 - y^2}. \quad (31)$$

Аналогично предыдущему случаю

$$V(\xi) = V_1 + V_{\text{ук}} - V_{\text{вн}} - V_2, \quad (32)$$

где

$$V_2 = \pi(0,5d_n)^2 \xi - \pi \int_{-\xi}^0 x_2^2 dy. \quad (33)$$

Подставим в (33) выражение (31) и после интегрирования получим:

$$V_2 = \pi[2(0,5d_n)^2 \xi - 2\xi^3/3 + \pi(0,5d_n)\xi^2/2]. \quad (34)$$

Для записи выражений производных от функций  $V_1, V_{\text{ук}}$  можно использовать формулы (22) и

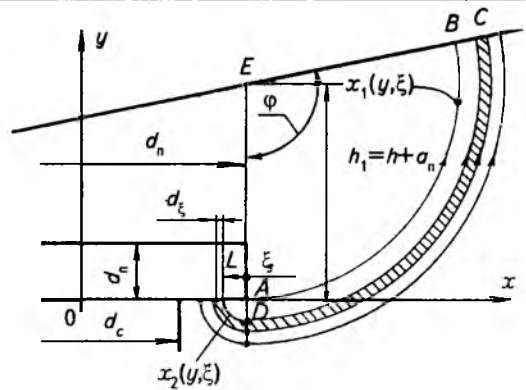


Рис.5. К расчету проводимости путей потока с "тыльной стороны полюсного наконечника"

(19), заменив в них  $h$  на  $h_1$ . Производная  $V'_{2\xi}$  на основании (34) может быть представлена в виде

$$V'_{2\xi} = \pi[2(0,5d_n)^2 - 2\xi^2 + \pi(0,5d_n)\xi].$$

И тогда с учетом сделанных замечаний и (29) выражение (28) принимает вид

$$\Lambda_{\text{пм.т.с}} = (2\pi\mu_0/\varphi) \times \int_0^d (b + c\xi - \xi^2 \cos(\varphi)) / (h + k\xi)^2 d\xi, \quad (35)$$

где

$$b = 0,5d_n h_1 \varphi + (0,5d_n)^2 + h_1^2 (1 - \cos(\varphi));$$

$$c = 0,5d_n (\pi/2 + \varphi) + 2h_1 (1 - \cos(\varphi));$$

$$d = \sqrt{2}(d_n - d_c) / 4.$$

Разбив (35) на три табличных интеграла [8] и выполнив интегрирование, получим выражение (27), в котором

$$\lambda_{\text{пм.т.с}} = [(b/h_1 - c/k - h_1 \cos(\varphi)/k^2)(1 - 1/(1 + kd/h_1)) - (c + 2h_1 \cos(\varphi)/k) \ln(1 + kd/h_1) + kd/h_1/k - d \cos(\varphi)/k] / (0,5d_n k \varphi^2). \quad (36)$$

Подставим (36) в (26), что позволит определить необходимую составляющую магнитной проводимости рабочего зазора. Интегрирование (26) в виде конечного числа элементарных функций в данном случае затруднено. Проведем вычислительный эксперимент по методике [9]. В выражение (36) входят линейные размеры  $R_0, d_n, d_c, a_n$  и угловая координата  $\beta$  положения якоря. Поскольку функция (36) безразмерная, то приведенная удельная геометрическая проводимость

$$\lambda_{\text{т.с}} = (\int_0^\pi \lambda_{\text{пм.т.с}} d\gamma) / \pi \quad (37)$$

может быть представлена как функция трех относительных геометрических размеров и угло-

вой координаты  $\beta$ . Целесообразно провести вычислительный эксперимент над (37) для ряда значений  $\beta$ , а затем полученные коэффициенты полинома [9] аппроксимировать как функции от аргумента  $\beta$ . Подставив в (36) выражения для  $b, c, d, h_1$ , после преобразований получим:

$$\lambda_{\text{пм.т.с}} = \{[\varphi + 2h_{1*}(1 - \cos(\varphi))/d_{n*} + d_{n*}/(2h_{1*}) - [\varphi + \pi/2 + 4h_{1*}(1 - \cos(\varphi))/d_{n*} + 2h_{1*}\cos(\varphi)/(kd_{n*})](1 - 1/(1 + kd_{n*}/h_{1*})) + [\varphi + \pi/2 + 4h_{1*}(1 - \cos(\varphi) + \cos(\varphi)/k)/d_{n*}] \times \ln(1 + kd_{n*}/h_{1*}) - 2d_{n*}\cos(\varphi)\}/(kd_{n*})/(\varphi^2 k),$$

где  $h_{1*} = h_1/d_c$ ;  $d_{n*} = d_n/d_c$ ;  $d_* = d/d_c = \sqrt{2}(d_{n*} - 1)/4$ ;

$h_{1*} = (R_{0*} + 0,5d_{n*}\cos(\gamma))\text{tg}(\beta) + a_{n*}$ ;  $R_{0*} = R_0/dc$ ;

$a_{n*} = a_n/dc$ ;  $\varphi = \pi/2 + \arctg(\text{tg}(\beta)\cos(\gamma))$ .

Таким образом, для получения зависимости удельной проводимости  $\lambda_{\text{т.с}}$  сформированы факторы:

$$x_1 = d_{n*} = d_n/d_c; x_2 = a_{n*} = a_n/d_c;$$

$$x_3 = (R_0/(0,5d_n)) = R_{0*}/(0,5d_{n*}).$$

Спланирован ортогональный центрально-композиционный план второго порядка для трех факторов, уровни изменения которых приведены в табл.1. В 15 вычислительных экспериментах  $u$  с сочетанием факторов, указанных в табл.2, расчеты проведены для 10 значений  $\beta$  ( $1^\circ \leq \beta \leq 10^\circ$ ). Вычисление интеграла в (37) проводилось методом Симпсона [8]. Для получения приемлемой точности аппроксимации результатов вычислительного эксперимента значения  $\lambda_{\text{т.с}}$  подвергались нелинейному преобразованию. После обработки [9] результатов расчетов получено:

$$\lambda_{\text{т.с}} = [1,774 - 1,474\beta^{0,2} + (0,546 - 0,441\beta^{0,1})x_1 - (0,083/(0,0344 + \beta))x_2 - (\beta/(0,106 + 6,499\beta))x_3 - (\beta/(14,82\beta - 0,116))x_1^2 + (0,052e^{-13,9\beta}) \times x_2^2 + (0,102\beta/(0,108 + \beta))x_3^2 - (0,017 + 0,160\beta - 0,695\beta^2)x_1x_3 + (0,036 + 0,154\beta - 1,103\beta^2)x_2x_3]^2, \quad (38)$$

где  $x_1 = 3,030d_{n*} - 4,546$ ;  $x_2 = 16,13a_{n*} - 2,419$ ;  $x_3 = 1,102R_{0*}/d_{n*} - 1,515$ ;  $\beta$  — задается в радианах.

Для оценки точности аппроксимации выражением (38) "экспериментальных" значений, подсчитанных по формуле (37), были выполнены их сопоставления в каждой точке факторного пространства (табл.2). Максимальное относительное расхождение не превысило 2,5%, а в подавляющем большинстве точек плана при углах  $1^\circ \leq \beta \leq 10^\circ$  эти расхождения менее 1%.

Таким образом, магнитная проводимость ра-

бочего зазора полюса достаточно удаленного от второго может быть представлена в виде:

$$\Lambda_\delta = \mu_0\pi d_n(\lambda_\tau + \lambda_p + \lambda_{\text{бок}}); \quad (39)$$

$$\Lambda_\delta = \mu_0\pi d_n(\lambda_\tau + \lambda_p + \lambda_{\text{бок}} + n\lambda_{\text{т.с}}), \quad (40)$$

где

$$\lambda_\tau = 2\left(R_{0*} - \sqrt{R_{0*}^2 - (d_{n*}/2)^2}/(\beta d_{n*})\right);$$

$$\lambda_p = 0,5578 + 0,4\text{tg}(\beta)R_{0*}/d_{n*};$$

$$\lambda_{\text{бок}} = 2\ln(1 - a_{n*}/(R_{0*}\text{tg}(\beta)))/\pi + 8a_{n*}/(d_{n*}\pi^2).$$

В выражении (40) учтена и составляющая  $\lambda_{\text{т.с}}$  проводимостей путей потока, сходящих с тыльной стороны полюсного наконечника. Коэффициент  $n$  введен для того, чтобы учесть замыкающие части этого потока (при относительно больших зазорах и относительно коротких магнитных системах) на сердечник и ярмо ЭМ.

Для соотношений геометрических размеров, характеризующих геометрию рабочего полюса (табл.2), были проведены расчеты по формулам (1), (39), (40). Результаты расчетов для фиксированных положений ( $\beta$ ) якоря сведены в табл.3.

Видно, что формула (39) обеспечивает до  $\Delta_{3\%} = (5-10)\%$  большие значения проводимости рабочего зазора и, следовательно, они лучше

Таблица 1

$x_i$	$x_j$				
	-1,215	-1	0	+1	+1,215
$d_{n*}$	1,10	1,17	1,50	1,83	1,90
$a_{n*}$	0,075	0,088	0,150	0,212	0,225
$R_{0*}/(0,5d_{n*})$	1,10	1,52	3,50	5,48	5,90

Таблица 2

$u$	$d_{n*}$	$a_{n*}$	$R_{0*}/(0,5d_{n*})$
1	1,17	0,088	1,52
2	1,83	0,088	1,52
3	1,17	0,212	1,52
4	1,83	0,212	1,52
5	1,17	0,088	5,48
6	1,83	0,088	5,48
7	1,17	0,212	5,48
8	1,83	0,212	5,48
9	1,10	0,150	3,50
10	1,90	0,150	3,50
11	1,50	0,075	3,50
12	1,50	0,225	3,50
13	1,50	0,150	1,10
14	1,50	0,150	5,90
15	1,50	0,150	3,50

Таблица 3

β	6°					8°					10°				
	λ <sub>г</sub>	λ <sub>з</sub>	λ <sub>д</sub>	Δ <sub>3%</sub>	Δ <sub>4%</sub>	λ <sub>г</sub>	λ <sub>з</sub>	λ <sub>д</sub>	Δ <sub>3%</sub>	Δ <sub>4%</sub>	λ <sub>г</sub>	λ <sub>з</sub>	λ <sub>д</sub>	Δ <sub>3%</sub>	Δ <sub>4%</sub>
1	4,59	4,66	5,01	1,5	8,5	3,62	3,69	4,00	1,8	9,5	3,04	3,11	3,39	2,2	10
2	4,45	4,51	5,32	1,3	16	3,50	3,56	4,29	1,7	18	2,93	3,00	3,65	2,3	20
3	4,91	5,07	5,27	3,3	7,0	3,93	4,07	4,26	3,2	7,5	3,34	3,45	3,63	3,3	8,1
4	4,73	4,84	5,41	2,1	12	3,76	3,85	4,38	2,3	14	3,17	3,25	3,75	2,5	15
5	1,63	1,76	1,91	7,2	14	1,41	1,55	1,67	8,8	16	1,28	1,43	1,54	10	17
6	1,57	1,69	2,07	7,2	24	1,35	1,48	1,81	8,9	26	1,23	1,38	1,67	10	26
7	1,86	2,01	2,13	7,4	13	1,61	1,76	1,87	8,9	14	1,46	1,63	1,72	10	15
8	1,73	1,86	2,20	7,2	27	1,49	1,63	1,93	8,8	23	1,35	1,51	1,78	10	24
9	2,36	2,49	2,60	5,1	9,2	1,96	2,09	2,19	6,2	10	1,72	1,86	1,95	7,3	11
10	2,20	2,32	2,78	4,8	21	1,82	1,94	2,35	6,1	23	1,60	1,73	2,10	7,3	24
11	2,11	2,22	2,63	4,8	20	1,75	1,86	2,21	6,1	21	1,53	1,65	1,96	7,4	22
12	2,39	2,53	2,84	5,2	16	1,99	2,13	2,40	6,3	17	1,75	1,89	2,15	7,3	18
13	7,36	7,43	8,00	0,9	8,1	5,76	5,79	6,34	0,6	9,1	4,79	4,81	5,32	0,4	10
14	1,62	1,76	2,02	7,6	20	1,41	1,55	1,79	9,3	21	1,29	1,45	1,66	11	22
15	2,26	2,38	2,73	4,9	17	1,88	2,00	2,31	6,1	19	1,65	1,78	2,05	7,3	20

согласуются с результатами измерений [6]. По данным [1] для "средних и больших" магнитных систем погрешность формулы Гальперна превышает 15%. По-видимому, это связано с тем, что с увеличением длины катушки  $H_k$  (рис.1) большая часть магнитного потока, сходящего с тыльной стороны полюсного наконечника, замыкается на якорь, а не на сердечник и ярмо, так как при одинаковом магнитном напряжении между полюсным наконечником и якорем (ярмом) в последнем случае магнитное сопротивление больше. Поэтому, как это следует из данных табл.3, при одинаковой геометрии рабочего зазора формула Гальперна дает до  $\Delta_4\% = 26\%$  меньшее значение проводимости (при  $n = 0,5$ ), чем предложенная здесь формула (40).

**Список литературы**

1. **Никитенко А.Г.** Проектирование оптимальных электромагнитных механизмов. М.: Энергия, 1974.
2. **Сахаров П.В.** Проектирование электрических аппаратов. М.: Энергия, 1971.
3. **Никитенко А.Г., Бахвалов Ю.А., Щербаков В.Г.** Аналитический обзор методов расчета магнитных полей электрических аппаратов//Электротехника. 1997. № 1. С.15—19.
4. **Никитенко А.Г., Пеккер И.И.** Расчет электромагнитных механизмов на вычислительных машинах. М.: Энергоатомиздат, 1985.
5. **Основы теории электрических аппаратов/Б.К.Буль и др.** М.: Высшая школа, 1970.
6. **Гальперн Н.К.** Определение магнитной проводимости воздушного зазора для электромагнитных устройств клапанного типа//Тр. ЛПИ. № 3. 1953. С.275—280.
7. **Свинцов Г.П.** Модернизированный метод вероятных путей потока Ротерса//Изв.вузов. Электромеханика. № 5—6. 1995. С.47—56.

8. **Бронштейн И.Н., Семендяев К.А.** Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. 13-е изд., исправленное. М.: Наука, 1986.

9. **Ивоботенко Б.А., Ильинский Н.Ф., Копылов И.П.** Планирование эксперимента в электромеханике. М.: Энергия, 1975.



**Кышкин Владимир Федорович** — главный конструктор фирмы "Контакт" ОАО "ЧЭАЗ". В 1969 г. закончил электротехнический факультет Волжского филиала Московского энергетического института.



**Свинцов Геннадий Петрович** — доцент кафедры электрических и электронных аппаратов Чувашского государственного университета. В 1972 г. закончил электротехнический факультет Чувашского государственного университета. В 1980 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по теме "Электромагнитные механизмы, питающиеся через выпрямители".



# Разработка электромеханических тормозов с постоянными магнитами с улучшенными удельными показателями

И. В. БОЧКАРЕВ, канд. техн. наук

Кыргызский технический университет

Улучшение технико-экономических показателей тормозных модификаций электродвигателей для станкостроения и робототехники предусматривает использование в их конструкции электромеханических тормозов (ЭМТ), имеющих в качестве источника тормозного усилия постоянные магниты [1]. Перспективность ЭМТ данного типа по сравнению с широко используемыми в настоящее время пружинными тормозами обусловлена тем, что для повышения быстродействия и снижения массы они не требуют применения специальных блоков форсировки [2], которые не только усложняют условия эксплуатации и снижают надежность ЭМТ, но и резко увеличивают стоимость системы в целом. Поэтому вопросы разработки ЭМТ с постоянными магнитами, имеющими улучшенные выходные показатели, являются в настоящее время весьма актуальными.

Принципиальная конструкция ЭМТ с постоянными магнитами показана на рисунке. Тормоз содержит дисковый якорь 1, магнитопровод 2, обмотку 3 и постоянный магнит 4. Якорь 1 закреплен на тормозном диске 5, выполненном в виде упругой мембраны, которая посредством элементов крепления 6 жестко устанавливается на подлежащем торможению вале 7. Магнитопровод 2 выполнен в виде расположенных коаксиально с осью якоря наружного 8 и внутреннего 9 цилиндрических полюсов.

Отличительная особенность известных ЭМТ состоит в том, что торцевые части наружного и внутреннего полюсов лежит в одной плоскости параллельно якорю и совместно образуют тормозную фрикционную поверхность, с которой контактирует якорь в режиме торможения [3], т.е. известные ЭМТ в соответствии с обозначениями рисунка имеют  $\delta = 0$ . Это снижает их удельный тормозной момент, что обусловлено следующим. Суммарное осевое тормозное усилие  $N$ ,

возникающее под действием поля постоянного магнита, складывается из силы притяжения  $N_1$  якоря к наружному полюсу и силы притяжения  $N_2$  к внутреннему полюсу:

$$N = N_1 + N_2. \quad (1)$$

Указанные силы  $N_1$  и  $N_2$  могут быть рассчитаны по формуле Максвелла [4] по следующим выражениям:

$$\left. \begin{aligned} N_1 &= \Phi^2 / (2\mu_0 S_1) = B^2 S_1 / (2\mu_0); \\ N_2 &= \Phi^2 / (2\mu_0 S_2) = B^2 S_2 / (2\mu_0), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $S_1$  и  $S_2$  — площади торцов соответственно наружного и внутреннего полюсов.

Поскольку для обеспечения одинаковой степени насыщения полюсов и максимального использования стали магнитопровода площади торцов полюсов  $S_1$  и  $S_2$  выполняются одинаковыми, т.е.  $S_1 = S_2 = S$ , то суммарное усилие  $N$  на основании (1) и (2) будет равно:

$$N = B^2 S / \mu_0. \quad (3)$$

Переходя в (3) от индукции к МДС  $F$ , создаваемой постоянным магнитом, получаем:

$$N = F^2 S / [(l_m / \mu_a)^2 \mu_0], \quad (4)$$

где  $l_m$  — средняя длина магнитной силовой линии потока постоянного магнита;  $\mu_a$  — абсолютная магнитная проницаемость материала магнитопровода.

Тогда тормозной момент известных ЭМТ равен [5]:

$$M_t = N f R_{cp}, \quad (5)$$

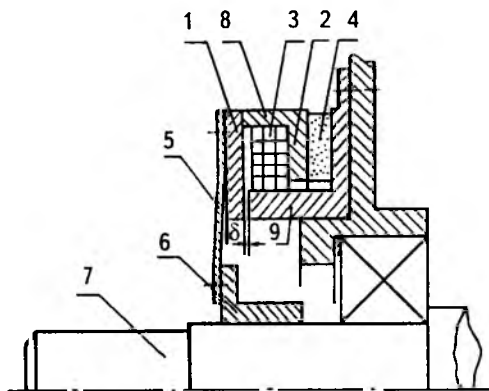
где  $f$  — коэффициент трения;  $R_{cp}$  — средний радиус действия силы трения.

Поскольку в замкнутом состоянии ЭМТ якорь контактирует как с наружным, так и с внутренним полюсами, то  $R_{cp}$  зависит от радиальных размеров обоих полюсов:

$$R_{cp} = 1/2(R_{cp1} + R_{cp2}) = [1/2(R_{n1} + R_{в1}) + 1/2(R_{н2} + R_{в2})], \quad (6)$$

где  $R_{cp1}$  и  $R_{cp2}$  — средние радиусы наружного и внутреннего полюсов, соответственно;  $R_{н1}$  и  $R_{н2}$  — наружные радиусы наружного и внутреннего полюсов, соответственно;  $R_{в1}$  и  $R_{в2}$  — внутренние радиусы наружного и внутреннего полюсов, соответственно.

Поскольку необходимость размещения обмотки между полюсами (рисунок) определяет значительное различие между их средними радиусами ( $R_{cp1}$  и  $R_{cp2}$ ), то средний радиус  $R_{cp}$  дей-



ствия сил трения в известных тормозах невелики и, в частности, он существенно меньше среднего радиуса  $R_{cp1}$  наружного полюса. Таким образом, констатирование якоря в замкнутом тормозе с торцами и наружного и внутреннего полюсов обуславливает низкое значение  $R_{cp}$ , а следовательно, и низкое значение удельного тормозного момента.

С целью повышения тормозного момента была разработана конструкция ЭМТ, которая отличается от известных наличием зазора  $\delta$  между внутренним полюсом 9 и якорем 1 (рисунок). За счет этого при торможении якорь контактирует только с наружным полюсом и тормозной момент равен:

$$M'_T = N' f R_{cp1}, \quad (7)$$

где

$$N' = F^2 S / [(l_{m,ct} / \mu_a + \delta / \mu_0)^2 \mu_0]; \quad (8)$$

$l_{m,ct}$  — средняя длина магнитной линии потока постоянного магнита по стали, причем  $l_{m,ct} + \delta = l_m$ .

Значения МДС  $F$ , входящие в выражения (4) и (8), практически одинаковы. Это обусловлено следующим. Для тормозов преимущественно применяются металлокерамические магниты, например, оксидно-бариевые, что объясняется их хорошими механическими и магнитными свойствами, а также высокой технологичностью. При этом, как известно, существенных снижений магнитных свойств металлокерамических постоянных магнитов вследствие наличия в магнитной цепи воздушного зазора  $\delta$  не произойдет, так как прямая возврата проходит вблизи кривой размагничивания  $B=f(H)$  и координаты рабочей точки магнита при наличии  $\delta$  останутся практически без изменения [4].

Сравнительный анализ выражения (5) и (7) показывает, что в предлагаемой конструкции ЭМТ средний радиус действия силы трения увеличивается, так как  $R_{cp1} > R_{cp}$ , но при этом сама сила трения уменьшается, так как  $N' < N$  за счет появления в магнитной цепи зазора  $\delta$ . Следовательно, для достижения поставленной цели необходимо установить, при каких значениях  $\delta$  будет

$$M'_T > M_T. \quad (9)$$

Подставляя в (9) значения  $M'_T$  из (7) с учетом (8) и значение  $M_T$  из (5) с учетом (4), получаем:

$$\begin{aligned} (F^2 S / [(l_{m,ct} / \mu_a + \delta / \mu_0)^2 \mu_0]) f R_{cp1} > \\ > (F^2 S / [(l_m / \mu_a)^2 \mu_0]) f R_{cp}. \end{aligned} \quad (10)$$

Принимая во внимание, что  $\delta \ll l_{m,ct}$  и, следовательно,  $l_{m,ct} \approx l_m$ , и решая неравенство (10) относительно  $\delta$ , получаем:

$$\delta < l / \mu (\sqrt{R_{cp1} / R_{cp}} - 1), \quad (11)$$

где  $\mu = \mu_a / \mu_0$  — относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода.

Исключая из данной области значений  $\delta \delta=0$ , окончательно с учетом (6) получаем:

$$0 < \delta < l / \mu \times$$

$$\times [\sqrt{2(R_{n1} + R_{b1}) / (R_{n1} + R_{b1} + R_{n2} + R_{b2})} - 1]. \quad (12)$$

С целью проверки эффективности разработанной конструкции ЭМТ и корректности полученного выражения (12) доля расчета оптимального  $\delta$  были проведены экспериментальные исследования с использованием тормоза типа ТПМ2 [3].

При испытаниях зазор  $\delta$  варьировался путем изменения длины внутреннего полюса, причем для повышения достоверности результатов использовался один и тот же полюс, торец которого после каждого испытания шлифовался для обеспечения очередной требуемой осевой длины полюса. Таким образом, было получено пять вариантов внутреннего полюса с различной длиной и, соответственно, пять вариантов значения  $\delta$ . При этом значения  $\delta$  лежат в диапазоне  $\delta_{max} \geq \delta \geq 0$ , включая границы этого диапазона, а также за границей этого диапазона, причем

$$\delta_{max} < l / \mu \times$$

$$\times [\sqrt{2(R_{n1} + R_{b1}) / (R_{n1} + R_{b1} + R_{n2} + R_{b2})} - 1]. \quad (13)$$

Результаты измерений приведены в таблице.

Длина внутреннего полюса, мм	Средний воздушный зазор, мм	Тормозной момент, Н·м	Изменение тормозного момента по сравнению со значением при $\delta=0$ , о.е.
26,2	0	39,2	0
26,15	0,05	52,9	1,35
26,1	0,1	49,1	1,25
25,97	0,23	38,6	0,98
25,8	0,4	30,4	0,77

**Примечание:** Для испытуемого образца  $\delta_{max} = 0,23$  мм.

Полученные результаты подтверждают эффективность предлагаемой конструкции ЭМТ и показывают, что зависимость (12) позволяет определить тот диапазон целесообразных значений воздушного зазора  $\delta$  между якорем и внутренним полюсом, при котором неизбежное уменьшение магнитного потока постоянного магнита и, соответственно, уменьшение тягового усилия, не только не приводит к уменьшению тормозного момента, но и за счет увеличения среднего радиуса действия силы трения обеспечивает повышение тормозного момента.

Таким образом, введя в магнитную цепь тормоза воздушный зазор между якорем и внутренним полюсом определенного значения, можно добиться значительного улучшения выходных показателей ЭМТ с постоянными магнитами.

## Список литературы

1. **Унифицированная** серия вентильных двигателей с постоянными магнитами ДВУ для станкостроения и робототехники/Н.П.Адволоткин, Ю.И.Выплавин и др.//Электротехника. 1988. № 2.
2. **Унифицированная** серия асинхронных двигателей Интерэлектро/В.И.Радин, Й.Лондин, В.Д.Розонкоп и др. М.: Энергоатомиздат, 1990.

3. **Унифицированная** серия малогабаритных тормозных устройств с постоянными магнитами типа ТПМ для станкостроения и робототехники/А.А.Соколов, Н.И.Рычкова, И.В.Бочкарев, Н.А.Бауков//Электротехника. 1991. № 3.

4. **Константинов О.Я.** Расчет и конструирование магнитных и электромагнитных приспособлений. Л.: Машиностроение, 1967.

5. **Тормозные** устройства: Справочник/М.П.Александров, А.Г.Лысяков, В.Н.Федосеев и др. М.: Машиностроение, 1985.

## ЭЛЕКТРОПРИВОД

### Рациональное построение асинхронных электроприводов, работающих в циклических режимах

Б.И.ФИРАГО, Н.Б.А.ФЕРШИШИ

*Белорусская ГПА*

*Произведен анализ потери энергии в переходных процессах асинхронного электропривода, работающего в циклических режимах, при замене нерегулируемого электропривода частотно-регулируемым, но с более высокой скоростью асинхронного двигателя.*

*Установлено, что асинхронные двигатели с повышенным скольжением, рекомендуемые для циклических режимов работы нерегулируемого электропривода, нецелесообразно применять в частотно-регулируемых электроприводах из-за повышенных потерь энергии.*

*Доказано, что для снижения потерь энергии в переходных процессах электропривода и улучшения условий работы механического оборудования целесообразно формировать переходные процессы с одинаковыми значениями ускорения и замедления.*

Одним из важнейших путей повышения эффективности экономики является снижение потерь электроэнергии, поскольку известно, что затраты на экономию единицы электроэнергии примерно в два раза меньше затрат на ее производство [1]. Это особенно важно, если принять во внимание, что около половины вырабатываемой электроэнергии в развитых странах (в частности, в Великобритании — 43%) потребляется электродвигателями, основную массу которых составляют асинхронные короткозамкнутые двигатели.

Уменьшение энергопотребления электроприводами может быть достигнуто путем модернизации действующих асинхронных приводов, работающих в пускотормозных режимах и при переменной неполной нагрузке. Снизить потребление энергии в пускотормозных режимах (и дополнительно уменьшить нагрев, износ оборудования, вибрации, шум и т.д.) можно за счет применения частотного управления асинхронными двигателями.

Как указывается в [2,3], автоматическое регулирование напряжения при неполной нагруз-

ке электроприводов дает возможность уменьшить потери энергии на 15—35 % в зависимости от характера и длительности неполной загрузки.

Кроме того, эффективность электропривода, работающего в циклических режимах, оценивается не только потерями электроэнергии, но также массогабаритными показателями системы "электродвигатель-редуктор" и достижимой производительностью, которая определяется допустимым числом включений в час асинхронного короткозамкнутого двигателя. Электропривод, имеющий минимальные габариты, массу, минимальные потери энергии и минимальные приведенные затраты, считается эффективным. В [4] дана оценка эффективности асинхронных электроприводов, работающих в циклических режимах, по показателями качества для разных серий асинхронных короткозамкнутых двигателей (АИР, 4АС, 4МТКФ(Н), МАП), выпускаемых в СНГ. Для минимизации габаритов и массы системы "электродвигатель-редуктор" и повышения быстродействия целесообразно использовать высокоскоростные асинхронные двигатели и опти-

мальные передаточные числа редукторов. При этом лучшие показатели дают асинхронные электроприводы на основе двигателей серии АИР.

Для снижения потерь энергии в переходных процессах электроприводов с высокоскоростными асинхронными двигателями необходимо использовать частотное управление. В данной статье анализируются потери энергии в переходных процессах асинхронного электропривода, работающего в циклических режимах, при замене нерегулируемого электропривода частотно-регулируемым, но с более высокой скоростью асинхронного двигателя в регулируемом приводе (с целью снижения габаритов и массы системы "электродвигатель-редуктор").

**Оценка потерь энергии и времени переходного процесса асинхронного нерегулируемого электропривода**

Проведем сначала оценку времени переходного процесса и потерь энергии для холостого хода, когда статический момент  $M_c$  равен нулю. В этом случае время пуска (торможения)

$$t_{п1} = J_1 w_{01} / M_{пмсп} = J_1 w_{01} / (M_{н1} \lambda_{сп1}), \quad (1)$$

$$\lambda_{сп1} = \lambda_n + \lambda_m / 2, \quad (2)$$

где  $\lambda_n, \lambda_m$  — кратности пускового максимального (критического) моментов АД;  $J_1$  — момент инерции нерегулируемого электропривода;  $M_{н1}$  — номинальный момент нерегулируемого АД;  $M_{пмсп}$  — средний пусковой (тормозной) момент АД.

Если ввести электромеханическую постоянную времени  $T_{м1}$  электропривода с линейной (линеаризованной) механической характеристикой

$$T_{м1} = J_1 / \beta_1 = J_1 \Delta w_{н1} / M_{н1} = J_1 w_{01} s_{н1} / M_{н1}, \quad (3)$$

то время пуска  $t_{п1}$  можно записать в виде

$$t_{п1} = T_{м1} / (s_{н1} \lambda_{сп}), \quad (4)$$

где  $w_{01}$  — синхронная угловая скорость нерегулируемого АД;  $s_{н1}$  — номинальное скольжение нерегулируемого АД;  $\Delta w_{н1}$  — номинальное падение угловой скорости АД

$$\Delta w_{н1} = w_{01} s_{н1}.$$

Потери энергии от переменных потерь мощности при пуске и динамическом торможении асинхронного двигателя вхолостую определяют известным соотношением [6]

$$\Delta A_1 = \Delta A_{прям} = (1 + R_1 / R_2') J_1 w_{01}^2 / 2, \quad (5)$$

где  $R_1, R_2'$  — активные сопротивления обмоток статора и ротора (приведенное).

Из классической теории электропривода [5] известно, что для уменьшения времени переходного процесса и потерь энергии в нерегулируемом асинхронном электроприводе существуют оптимальные значения критического скольжения

$s_{к.оп}$  (0,41 — пуск, 1,48 — торможение противовключением, 0,74 — реверс) асинхронного двигателя, которые существенно превышают  $s_k$  двигателей общепромышленных серий. Критические скольжения, близкие к указанным значениям, имеют асинхронные двигатели серий 4МТКФ(Н) и 4АС. Но при использовании частотно-регулируемого электропривода эти скольжения уже не будут оптимальными. Это будет показано дальше.

А теперь сделаем оценку потерь энергии в переходных процессах нерегулируемого асинхронного электропривода при  $M_c = const$ . Как следует из [6], потери энергии нерегулируемого электропривода при  $M_c = const$  можно приближенно (для инженерных расчетов) оценить по формуле

$$\Delta A_1 = (M_{ср} / M_{дин}) \Delta A_{01}, \quad (6)$$

где  $M_{ср}$  — средний электромагнитный момент асинхронного двигателя в переходном процессе;  $\Delta A_{01}$  — потери энергии при  $M_c = 0$ ;  $M_{дин}$  — динамический момент, при пуске

$$M_{дин.п} = M_{ср} - M_c,$$

при торможении

$$M_{дин.т} = M_{ср} + M_c.$$

В связи с тем, что потери энергии при  $M_c = const$  зависят от характера переходного процесса, рассмотрим эти потери при обычно применяемых двух способах формирования переходных процессов. В первом способе асинхронный двигатель работает в переходном процессе при максимально допустимом значении электромагнитного момента. Тогда ускорение и замедление будут разными по значению. Во втором способе электродвигатель работает при таких значениях электромагнитного момента, чтобы обеспечить одинаковые по значению ускорение и замедление электропривода.

Рассмотрим первый способ, приняв

$$M_{п.ср} = M_{т.ср} = M_{доп}, \quad (7)$$

тогда потери энергии за время пуска и торможения

$$\Delta A_1 = \Delta A_n + \Delta A_t = \Delta A_{01} [M_{доп} / (M_{доп} - M_c) + M_{доп} / (M_{доп} + M_c)] = 2 \Delta A_{01} M_{доп}^2 / (M_{доп}^2 - M_c^2); \quad (8)$$

$$\Delta A_{01} = J_1 w_{01}^2 / 2.$$

Для оценки возьмем

$$M_{доп} = 2 M_{ном}; M_c = M_{ном} \quad (8')$$

и динамическое торможение. В соответствии с (8) находим

$$\Delta A_1 = 2,7 \Delta A_0 = 2,7 J_1 w_{01}^2 / 2. \quad (9)$$

Если торможение будет противовключением, то

$$\Delta A_1 = \Delta A_{01} M_{\text{доп}} / (M_{\text{доп}} - M_c) + 3 \Delta A_{01} M_{\text{доп}} / (M_{\text{доп}} + M_c) = J_1 w_{01}^2 [M_{\text{доп}} (2M_{\text{доп}} - M_c) / (M_{\text{доп}}^2 - M_c^2)]. \quad (10)$$

При условии (8') получаем

$$\Delta A_1 = 2 J_1 w_{01}^2. \quad (11)$$

Теперь сделаем оценку для второго способа формирования переходных процессов, когда

$$M_{\text{дин}} = M_{\text{п.ср}} - M_c = M_{\text{т.ср}} = M_c. \quad (12)$$

При использовании динамического торможения суммарные потери энергии за время пуска и торможения составят

$$\Delta A_1 = \Delta A_{01} M_{\text{п.ср}} / (M_{\text{п.ср}} - M_c) + \Delta A_{01} M_{\text{т.ср}} / (M_{\text{т.ср}} + M_c) = 2 \Delta A_{01} = J_1 w_{01}^2. \quad (13)$$

Если торможение будет противовключением, то

$$\Delta A_1 = \Delta A_{01} M_{\text{п.ср}} / (M_{\text{п.ср}} - M_c) + 3 \Delta A_{01} M_{\text{т.ср}} / (M_{\text{т.ср}} + M_c) = 2 \Delta A_{01} [2M_{\text{доп}} - 3M_c] / (M_{\text{доп}} - M_c). \quad (14)$$

При выполнении условия (8') получаем

$$\Delta A_1 = 2 \Delta A_{01}.$$

Следовательно, использование второго способа формирования переходных процессов электропривода предпочтительно не только с точки зрения улучшения работы механической части электропривода (меньшие удары), но и с точки зрения уменьшения потерь энергии за время переходного процесса. Как видно из приведенной оценки, потери энергии в переходном процессе с одинаковыми значениями ускорения и замедления меньше на 70% при динамическом торможении и в 2 раза при торможении противовключением по сравнению с потерями при разных значениях ускорения и замедления.

### Оценка потерь энергии и времени переходного процесса асинхронного частотно-регулируемого электропривода

Будем рассматривать асинхронный электропривод при линейном задании скорости поля асинхронного двигателя

$$w_0(t) = w_{0н} + \varepsilon_0 t, \quad (15)$$

где  $w_{0н}$  — начальное значение угловой скорости поля АД;  $\varepsilon_0$  — заданное значение углового ускорения поля двигателя,

$$\varepsilon_0 = w_{0кон} / t_0; \quad (16)$$

$w_{0кон}$  — конечное значение угловой скорости поля асинхронного двигателя;  $t_0$  — время линейного изменения угловой скорости поля асинхронного двигателя.

При линейном задании скорости время переходного процесса электропривода можно определить так

$$t_{n2} \approx t_0 + (3-4) T_{m2}, \quad (17)$$

где  $T_{m2}$  — электромеханическая постоянная времени частотно-регулируемого электропривода (для линейной механической характеристики),

$$T_{m2} = J_2 / \beta_2, \quad (18)$$

$J_2$  — момент инерции электропривода;  $\beta_2$  — жесткость механической характеристики асинхронного двигателя.

Для оценочных расчетов можно принять  $t_{n2} \approx t_0$ .

Можно найти, что потери энергии при пуске (торможении) вхолостую электропривода с линейным заданием скорости поля определяются выражением

$$\Delta A_2 = \Delta A_{\text{рег}} = J_2 w_{02}^2 (T_{m2} / t_0) (1 - T_{m2} / t_0) (1 + R_1 / R_2'), \quad (19)$$

где  $w_{02}$  — синхронная скорость частотно-управляемого асинхронного двигателя.

Как видно из (19), потери энергии частотно-регулируемого электропривода обратно пропорциональны времени  $t_0$  линейного задания скорости поля. Поэтому возникает вопрос: какое предельно минимальное значение  $t_{0\text{min}}$  можно выбрать чтобы обеспечить снижение потерь энергии при использовании частотно-регулируемого электропривода? Оценку значения  $t_{0\text{min}}$  можно найти, если принять, что потери энергии при частотно-регулируемом электроприводе должны быть в  $n$  раз меньше потерь энергии при нерегулируемом электроприводе, т.е.

$$\Delta A_1(w_{01} = \text{min}) / \Delta A_2(w_{02} = \text{max}) = n. \quad (20)$$

Рассматривая пуск электропривода вхолостую и пренебрегая  $T_{m2} / t_0$  по сравнению с (1) (допущение в сторону запаса) в (19), с учетом (5) получаем:

$$J_1 w_{01}^2 / 2 = J_2 w_{02}^2 (T_{m2} / t_{0\text{min}}) n, \quad (21)$$

отсюда

$$t_{0\text{min}} = 2n (J_2 / J_1) (w_{02} / w_{01})^2 T_{m2}. \quad (22)$$

Выразим  $T_{m2}$  через время пуска  $t_{n2}$  нерегулируемого электропривода с синхронной скоростью  $w_{02}$  аналогично (4):

$$T_{m2} = s_{н2} t_{n2} \lambda_{ср2} \quad (23)$$

и подставим в (22). В результате находим

$$t_{0\text{min}} = 2n (J_2 / J_1) (w_{02} / w_{01})^2 s_{н2} \lambda_{ср2} t_{n2}. \quad (24)$$

Если осуществляется переход от нерегулируемого асинхронного электропривода к частотно-

регулируемому без замены асинхронного двигателя, то  $J_1 = J_2$ ;  $w_{01} = w_{02}$  и

$$t_{0\min}/t_{n2} = 2ns_n \lambda_{cp}. \quad (25)$$

Для асинхронных двигателей серии 4А [7] в диапазоне мощностей 0,25—30 кВт и скоростей 750—3000 об/мин  $s_{n,cp} = 0,05$ ;  $\lambda_{cp} = 2,2$ , тогда

$$t_{0\min}/t_{n2} = 0,22n. \quad (26)$$

Частотное управление будет иметь смысл, если  $t_{0\min} > t_{n2}$ , что дает  $n \geq 5$ . Следовательно, в среднем, для асинхронного частотно-регулируемого электропривода при  $t_{0\min} > t_{n2}$  потери энергии в переходном процессе в 5 раз меньше потерь энергии нерегулируемого электропривода при использовании одного и того же асинхронного двигателя.

Однако, как следует из (19), потери энергии частотно-регулируемого электропривода при данном  $t_0$  будут тем меньше, чем меньше электромеханическая постоянная времени  $T_{m2}$ , т.е. чем меньше момент инерции электропривода и чем больше жесткость механической характеристики асинхронного двигателя (см. формулу (18)).

С этой точки зрения целесообразно использовать в частотно-регулируемом электроприводе асинхронные двигатели с повышенными синхронными скоростями нормального исполнения. Применение асинхронного двигателя с повышенной синхронной скоростью, как указывалось выше, уменьшает массогабаритные показатели системы "электродвигатель-редуктор" и, кроме того, суммарный момент инерции электропривода

$$J_2 = (1,1-1,3)J_{d2} + J_m/i^2 \quad (27)$$

из-за увеличения передаточного числа  $i$  редуктора и уменьшения момента инерции  $J_{d2}$  самого асинхронного двигателя. Дополнительно, с повышением скорости асинхронного двигателя улучшаются энергетические показатели: КПД и коэффициент мощности.

Для уменьшения потерь энергии и увеличения быстродействия нерегулируемого асинхронного электропривода, как отмечалось ранее, применяют специальные серии АД (например, 4АС, 4МТКФ(Н)), которые имеют повышенные значения критического и номинального скольжений и синхронные скорости до 1000 об/мин. Применение этих двигателей в частотно-регулируемом электроприводе нерационально, поскольку связано с увеличенными потерями энергии в переходных процессах. Оценку увеличения потерь энергии при использовании асинхронного двигателя с повышенным скольжением в частотно-регулируемом электроприводе можно сделать на основании (19):

$$\alpha = \Delta A_2(4АС)/\Delta A_2(4А) = (J_2'/J_2)^2 s_{n2}'/s_{n2}, \quad (28)$$

где знак " ' " относится к асинхронным двигателям с повышенным скольжением.

Следует отметить, что если рассматривать двигатели серий 4А и 4АС, то при одинаковой номинальной мощности  $J_2 \approx J_2'$  и  $s_{n2}' > s_{n2}$ . В частности, для асинхронных двигателей с номинальной мощностью 18 кВт

$$\alpha = 3,6 \text{ при } n = 750 \text{ об/мин};$$

$$\alpha = 3,2 \text{ при } n = 1000 \text{ об/мин};$$

$$\alpha = 2,8 \text{ при } n = 1500 \text{ об/мин}.$$

Коэффициент  $\alpha$  возрастает с увеличением номинальной мощности асинхронного двигателя. При  $P_{ном} < 1$  кВт  $\alpha \approx 1$  для асинхронных двигателей серий 4А и 4АС.

Следовательно, с точки зрения экономии энергии в переходных процессах частотно-регулируемого электропривода следует использовать асинхронные двигатели нормального исполнения, имеющие малые значения номинального скольжения и соответственно меньшие значения  $T_m$ .

И еще следует указать на положительную сторону снижения потерь энергии в частотно-регулируемом электроприводе. При одинаковой мощности нерегулируемого и регулируемого электропривода и допущении равных средних потерь мощности (т.е. равного нагрева) снижение потерь энергии в регулируемом электроприводе по сравнению с нерегулируемым может быть использовано для совершения дополнительной работы регулируемым электроприводом на интервале установившегося движения. Эта дополнительная работа может быть оценена таким образом:

$$W_{доп} = 2(\Delta A_1 - \Delta A_2) = 2DA_1(n-1)/n. \quad (29)$$

Если рассматривать потери энергии для холостого хода, то

$$W_{доп} = 2(J_1 w_{01}^2/2)(n-1)n = J_1 w_{01}^2(n-1)/n.$$

При  $n = 5$   $W_{доп} = 1,6A_{кин1}$ , т.е. не менее 80% двойного запаса кинетической энергии электропривода может быть использовано для совершения им дополнительной работы при установившемся движении.

Потери энергии в пускотормозных режимах электропривода влияют на допустимое по условиям нагрева число включений в час асинхронного короткозамкнутого двигателя, работающего в повторно-кратковременном режиме (режимы S3, S4, S5), т.е. влияют на производительность механизма, приводимого в движение данным электроприводом. При номинальной нагрузке электродвигателя это число включений  $h_{ном}$  определяется выражением

$$h_{ном} = 3600(\beta_0 \Delta P_{ном}(1-\varepsilon))/(\Delta A_n + \Delta A_t), \quad (30)$$

где  $\varepsilon$  — относительное время включения АД;  $\Delta A_n$ ,  $\Delta A_t$  — потери энергии при пуске и торможении;  $\beta_0$  — коэффициент, учитывающий ухуд-

шение условий охлаждения асинхронного двигателя при неподвижном двигателе (для самовентилируемого закрытого асинхронного двигателя  $\beta_0 \approx 0,5$ ).

В режимах S3—S5 допустимое число включений доходит до 360. Чтобы обеспечить необходимое  $h_{ном}$  без увеличения мощности асинхронного двигателя, следует снижать потери энергии в переходных процессах. Или при одной и той же мощности можно увеличить допустимое число  $h_{ном}$  в отношении

$$m = (\Delta A_{2n} + \Delta A_{2r}) / (\Delta A_{1n} + \Delta A_{1r}). \quad (31)$$

Выше была дана оценка потерь энергии в переходных процессах асинхронного частотно-регулируемого электропривода вхолостую. Потери энергии в переходных процессах этого электропривода, начинающихся с установившегося состояния, при постоянном статическом моменте ( $M_c = const$ ) можно рассчитать по формуле

$$\Delta A_2 = (1 + R_1/R_2)' [(M_c + J_2 \varepsilon_0) (\Delta w_c + \varepsilon_0 T_{м2}) t_0 + (4M_c \Delta w_c - J_2 \varepsilon_0^2 T_{м2}) T_{м2}], \quad (32)$$

где

$$\Delta w_c = M_c / \beta_2 \quad (33)$$

— статическое падение скорости; при этом следует иметь в виду, что при разгоне  $\varepsilon_0 > 0$ , а при торможении  $\varepsilon_0 < 0$ .

В табл.1 приведены показатели, характеризующие переходный процесс электропривода при  $M_c = M_{ном}$  для нерегулируемого асинхронного электропривода на базе асинхронного двигателя серии 4АС, а в табл.2 — частотно-регулируемого электропривода на основе асинхронного двигателя серии 4А при номинальной мощности  $P_{ном1} = P_{ном2} = P_{ном} = 11$  кВт и  $t_0 = 0,5$  с. Считаем статический момент реактивным, тогда к потерям энергии, определяемым (33), следует добавить потери

$$\Delta A'_2 = \beta_2 \varepsilon_0^2 t_3^3 / 3, \quad (34)$$

обусловленные задержкой движения при пуске на время

$$t_3 = M_c / \varepsilon_0 \beta_2 = \Delta w_c / \varepsilon_0 \beta. \quad (35)$$

В целях упрощения расчетов будем учитывать только момент инерции электродвигателя, пренебрегая приведенным моментом инерции механизма.

Как следует из табл.1,2, переход от нерегулируемого электропривода к частотно-регулируемому без изменения скорости двигателя дает снижение потерь энергии при пуске и торможении в 2,5—9 раз. При замене нерегулируемого АД с частотой вращения 750 об/мин частотно-регулируемым двигателем с  $n_0 = 3000$  об/мин потери энергии за время пуска и торможения

Таблица 1

Показатель	750 об/мин	1000 об/мин	1500 об/мин	3000 об/мин
$J_1$	0,18	0,14	0,028	0,023
$s_{ном1}$	9	6,4	6,9	4,8
$\xi = \eta \cos \varphi$	0,652	0,701	0,701	0,748
$1 + R_1/R_2'$	1,6	1,75	1,67	1,72
$\lambda_{ср}$	1,9	2,0	2,7	2,2
$\Delta A_{10}$	555	767,6	345,4	1135
$\Delta A_{1\Sigma}$	3748	5372	1837	7158

Таблица 2

Показатель	750 об/мин	1000 об/мин	1500 об/мин	3000 об/мин
$J_2$	0,25	0,14	0,028	0,023
$s_{ном2}$	2,6	2,7	2,8	2,3
$\xi = \eta \cos \varphi$	0,652	0,74	0,761	0,792
$1 + R_1/R_2'$	3,1	3,4	2,3	2,6
$T_{м2}$	3,57	3,73	1,75	4,74
$t_0$	0,5	0,5	0,5	0,5
$\Delta A_{20}$	34	39	5,6	21,5
$\Delta A_{2n}$	294	832	449	667
$\Delta A_{2r}$	236	273	272	125
$\Delta A_{2\Sigma}$	531	1105	721	792

уменьшаются в 4,7 раза, во столько же раз увеличивается допустимое число включений в час, а обобщенный энергетический показатель  $\xi = \eta \cos \varphi$  возрастает на 21% за счет снижения потерь энергии в переходном процессе электропривода. Электродвигатель с повышенной скоростью в установившемся режиме цикла сможет выполнять дополнительную работу, на 30% превышающую двойной запас кинетической энергии АД с  $n_0 = 3000$  об/мин. Очевидно, если увеличить время линейного задания скорости поля в переходном процессе, т.е. задать  $t_0 > 0,5$  с, то потери энергии в переходном процессе уменьшатся еще больше.

### Выводы

1. В целях минимизации габаритов и массы системы "электродвигатель-редуктор" и времени переходного процесса целесообразно использовать высокоскоростные асинхронные двигатели и оптимальные передаточные числа редукторов.

2. Для снижения потерь энергии в переходных процессах частотно-регулируемого электропривода следует применять асинхронные короткозамкнутые двигатели нормального исполнения (серии 4А, АИР), имеющие высокие жесткости механических характеристик.

3. Асинхронные короткозамкнутые двигатели с повышенной скольжением (серии 4АС,

4МТКФ(Н)), рекомендуемые для циклических режимов работы нерегулируемого электропривода, нецелесообразно применять в частотно-регулируемых электроприводах из-за повышенных потерь энергии.

4. Для снижения потерь энергии в переходных процессах электропривода и улучшения условий работы механического оборудования желательно формировать переходные процессы с одинаковыми значениями ускорения и замедления.

#### Список литературы

1. //IEE Review. 1996. Vol.42, № 3. P.83.

2. //IEE Review. 1996. Vol. 134, № 4. P.280.

3. Бинс Д.Ф. Сравнительная стоимость потерь энергии в асинхронных двигателях//Тр. Института инженеров-электриков. 1987. Т.134, ч.В, № 4. С.177—182.

4. Firago B., Ferchichi N. Improvement of electrical drives performance under intermittent periodic conditions //VII Symposium "Podstawowe problemy energoelektroniki i elektrotechniki". Gliwice-Ustron". 17—20.

5. Андреев В.П., Сабинин Ю.А. Основы электропривода. М.: ГЭИ, 1963.

6. Основы автоматизированного электропривода/ М.Г.Чиликин, М.М.Соколов, В.М.Терехов, А.В.Шинянский. М.: Энергия, 1974.

7. Кравчик А.Э., Афонин В.И., Соболенская Е.А. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник. М.: Энергоиздат, 1982.

## Пути повышения экономичности электропривода механизмов циклического действия

Н.Б.А.ФЕРШИЦИ

*Проведен анализ стоимостных показателей комплекса двигатель-редуктор, найдены оптимальные передаточные числа редуктора, при которых цена комплекса минимальна, а также границы, внутри которых выгодно, с точки зрения минимизации стоимости системы, применять редуктор с тем или иным количеством ступеней.*

Большая роль в выполнении задач повышения эффективности производства принадлежит автоматизированному электроприводу, являющемуся неотъемлемой частью производственного механизма и существенно влияющему на количество и качество выпускаемой продукции. В связи с этим среди большого разнообразия производственных электрифицированных агрегатов механизмы циклического действия относятся к числу основных в современных системах автоматического управления технологическими процессами [1].

Экономичным механизмом может быть признан такой механизм, который при наименьших затратах на оборудование и эксплуатацию и при обеспечении требуемой технологией производства нормы надежности дает наибольшую производительность и поэтому позволяет иметь наименьшее число обслуживающего персонала для управления и эксплуатации.

Анализ экономической эффективности различных вариантов электропривода в сравнении с другими возможными вариантами производится по методу капитальных затрат.

### 1. Стоимость двигателя

Из теории электрических машин известно, что стоимость двигателя — нелинейная функция его номинального момента [1]

$$C_d = C_d' M_n,$$

где  $C_d$  — удельная стоимость двигателя, \$/Н·м;  $M_n$  — номинальный момент двигателя, Н·м.

Анализируя удельную стоимость двигателей АИР, 4АС, 4МТК и МАП в зависимости от частоты вращения и серии, можно определять, что цена двигателя зависит от его серии, а именно, наименьшую удельную стоимость имеют двигатели серии АИР, затем соответственно 4АС, МАП и 4МТК. Кроме того, удельная цена двигателя зависит от его частоты вращения: чем меньше частота вращения, тем больше удельная стоимость.

Очевидно, что цена двигателя зависит от многих других факторов, таких как климатическое исполнение (тропическое +20%), назначение двигателя, число концов вала (+3%), экспортное исполнение (+15%) и других.

### 2. Стоимость редуктора

Масса и стоимость редуктора определяются в основном двумя параметрами: передаточным числом и числом ступеней. Для оценки стоимости редуктора можно воспользоваться зависимостью [1]

$$C_p = C_p' M_n f_n(i),$$

где

$$f_n(i) = (1 + i^{2/n})(i - 1)/(i^{1/n} - 1).$$

Для анализа удельной стоимости редуктора по [2] можно линеаризовать  $f_n(i)$  в области передаточных чисел от 1 до 50, таким образом

$$f(i) \approx 2(2i - 1).$$

При увеличении передаточного числа редуктора удельная цена  $C_p'$  уменьшается сначала

резко, затем становится почти постоянной.

Кроме того, цена редуктора зависит от его типа, межосевого расстояния тихоходной ступени  $a_w$ , варианта сборки, климатического исполнения, категории размещения и других факторов.

### 3. Стоимость комплекса двигатель-редуктор

Стоимость комплекса выразим как

$$C_{д.р} = C_d + C_p = (C'_d + C'_p f_n(i)) M_n$$

Номинальный момент двигателя

$$M_n = P_n / i \omega_n$$

где  $P_n$  — номинальная мощность приводного двигателя;  $\omega_n$  — угловая частота вращения выходного вала редуктора.

Таким образом, можно вывести соотношение, выражающее относительную стоимость комплекса двигатель-редуктор

$$C_{д.р} = \{ C'_d + C'_p [(1 + i^{2/n})(i-1)/(i^{1/n}-1)] \} 1/i$$

Для двигателей серии АИР, 4АС, 4МТК и МАП удельная стоимость  $C'_d$  изменяется в пределах от 5,2 до 50,7.

Для редукторов удельная стоимость  $C'_p$  изменяется в пределах от 2,5 до 9,1.

При любом числе ступеней редуктора зависимости  $C_{д.р} = F_n(i)$  имеют явно выраженные минимумы при некоторых  $i = i_{оп}$  (оптимальное передаточное число редуктора, при котором цена комплекса минимальна).

При  $i < i_{оп}$ , независимо от числа ступеней редуктора, стоимость комплекса двигатель-редуктор увеличивается, это объясняется тем, что при уменьшении передаточного числа стоимость редуктора уменьшается, но стоимость двигателя увеличивается так, что общая стоимость комплекса увеличивается из-за применения менее скоростных двигателей.

При  $i > i_{оп}$  стоимость системы увеличивается, но не так стремительно, как при  $i < i_{оп}$ , и зависит от числа ступеней редуктора. Стоимость системы увеличивается более стремительно при использовании системы с одноступенчатым редуктором и почти не изменяется при использовании системы с четырехступенчатым редуктором.

При увеличении  $C'_d$  возрастает значение  $i_{оп}$  и тем самым увеличивается и стоимость системы. Это объясняется тем, что при переходе от двигателей АИР, которые являются дешевыми по отношению к двигателям 4АС, 4МТК и МАП, стоимость системы увеличивается соответственно из-за дополнительных затрат за счет увеличения содержания металлов (меди, алюминия и электротехнической стали). Кроме того, при использовании двигателей АИР и увеличении частоты вращения уменьшается стоимость комплекса из-за уменьшения содержания металлов ( $P_n = \text{const}$ ).

Значение передаточного числа  $i_{оп}$ , составляющее минимум стоимости системы, можно найти из условия

$$dC_{д.р} / di = 0.$$

Это условие имеет вид при различных ступенях редуктора:

при  $n = 1$

$$C'_p i^2 - C'_p - C'_d = 0,$$

откуда

$$i_{оп} = (1 + C'_d / C'_p)^{1/2};$$

при  $n = 2$

$$0,5 C'_p i^{2,5} - C'_p i^2 - C'_d i + (1,5 C'_p - 2 C'_d) i^{0,5} - (C'_p + C'_d) = 0;$$

при  $n = 3$

$$0,33 C'_p i^2 - 1,5 C'_p i^{1,66} - 0,33 C'_p i^{1,33} + 0,66 C'_p i - (0,33 C'_p + C'_d) i^{0,66} + (1,33 C'_p + 2 C'_d) i^{0,33} - (C'_p + C'_d) = 0;$$

при  $n = 4$

$$0,25 C'_p i^{1,75} - 0,5 C'_p i^{0,66} - 0,5 C'_p i^{1,25} + 0,75 C'_p i^{0,75} - (0,5 C'_p + C'_d) i^{0,5} + (1,25 C'_p + 2 C'_d) i^{0,25} - (C'_p + C'_d) = 0.$$

Значения  $i_{оп}$  для крайних  $C'_p$  и  $C'_d$

$i_{оп,n}/C'_p$	$C'_p=2,5; C'_d=5,2$	$C'_p=9,1; C'_d=50,7$
$i_{оп1}$	1,96	3
$i_{оп2}$	5,1	8,15
$i_{оп3}$	12,05	25,32
$i_{оп4}$	30,33	48,11

Таким образом, эти предельные значения оптимальных передаточных чисел  $i_{опi}$ , где  $1 \leq i \leq 4$ , определяют для тех или иных чисел ступеней, оптимальных областей передаточных чисел, внутри которых стоимость комплекса двигатель-редуктор становится минимальной.

Границы, внутри которых выгодно с точки зрения минимизации стоимости системы применять редуктор с тем или иным количеством ступеней, можно найти исходя из условия

$$C_{д.р,n}(i) = C_{д.р,(n+1)}(i).$$

Эти условия имеют вид:

для границы 1–2

$$i^2 - 2i^{1,5} + 1 = 0;$$

для границы 2–3

$$i - i^{0,83} - i^{0,66} + i^{0,33} - i^{0,16} + 1 = 0;$$

для границы 3–4

$$i^{3,5} + i^{0,41} - i^{0,33} - i^{0,25} + i^{0,08} - 1 = 0.$$

Решив эти уравнения, мы получим соответственно

$$i_{гр1-2} = 3,383; i_{гр2-3} = 8,52; i_{гр3-4} = 20,93.$$

Поэтому, можно сказать что значения  $i_{грn-(n+1)}$  не зависят от  $C'_p$  и  $C'_d$ .

Список литературы

1. Исаев И.Н., Созонов В.Г. Электропривод механизмов циклического действия. М.: Энергоатомиздат, 1994.
2. Созонов В.Г., Метельков В.П. Оптимизация параметров электроприводов механизмов циклического действия//Автоматизированный электропривод. М.: Энергоатомиздат, 1990.

## Оценка законов вентильного регулирования

Н.И.ДЖУС

*Предложено оценивать эффективность схем и законов коэффициентом равным сумме коэффициента сдвига первой гармоники и коэффициента влияния. Последний учитывает требуемую установленную мощность фильтрового оборудования, необходимого для компенсации высших гармоник тока, генерируемых в сеть вентильными преобразователями.*

Энергетические показатели схем и законов вентильного регулирования принято оценивать [1] показателем коэффициента мощности, равного произведению коэффициента сдвига на коэффициент искажения. Мощность сдвига является реактивной мощностью и для ее покрытия в энергосистеме должны быть предусмотрены источники реактивной мощности. Мощность искажения должна рассматриваться двояко. С одной стороны, она ведет к дополнительным потерям в цепи нагрузки. Эти потери являются нежелательными при двигательной нагрузке и требуют завышения установленной мощности двигателя постоянного тока или дополнительного сглаживающего оборудования (сглаживающего реактора, фильтрующего конденсатора). При активной нагрузке — нагревателях — эти потери не являются бесполезными.

На стороне сети мощность искажения также вызывает дополнительные потери энергии и требует установки дополнительных источников высших гармоник-фильтров. Такие фильтры настраиваются на частоты высших гармоник и содержат конденсаторы и реакторы. На частоте основной гармоники (50 Гц) фильтры являются источниками реактивной мощности.

Как показано в [2,3], установленная мощность конденсаторов в фильтрах используется на 50—80%. Учитывая, что фильтры содержат также реакторы и что стоимость 1 квар реакторного оборудования в  $\sigma$  раз дешевле, чем конденсаторного, получаем коэффициент использования установленной мощности фильтрового оборудования

$$K_\Phi = \frac{Q_\Phi}{Q_C + \frac{1}{\sigma} Q_L} = \frac{K_\kappa}{1 + \sigma Q_L / Q_C}, \quad (1)$$

где  $Q_\Phi$  — реактивная мощность, генерируемая фильтром на частоте сети;  $Q_C$ ,  $Q_L$  — установленные мощности конденсаторов и реакторов;

$$K_\kappa = \frac{Q_\Phi}{Q_C} \text{ — коэффициент использования конденсаторов. Коэффициент зависит от класса напряжения и т.п.}$$

Анализ фильтров, спроектированных по методике минимизации конденсаторной мощности [4], показывает, что  $K_\Phi \approx 0,43$  независимо от частоты настройки фильтра (при  $\sigma = 3,5$ ). В таблице в качестве иллюстрации этого утверждения приведены показатели фильтров, рассчитанные нами по данным [5]. Здесь  $\nu$  — номер гармоники.

$\nu$	$K_\kappa$	$\frac{Q_L}{Q_C}$	$K_\Phi$
3	0,499	0,577	0,418
5	0,501	0,52	0,427
7	0,502	0,51	0,429
9	0,5	0,511	0,427
11	0,501	0,451	0,435
13	0,5	0,503	0,428
15	0,5	0,5	0,429
17	0,5	0,508	0,427
19	0,5	0,5	0,429

Таким образом, генерирование в сеть тем или иным потребителем электроэнергии высших гармоник требует для устранения этого влияния такого же "реактивного" оборудования как и для компенсации реактивной мощности (реакторов, конденсаторов).

Известная методика приведения реактивной мощности к потерям активной мощности, которая широко используется в технико-экономических расчетах систем электроснабжения [6].

Поэтому логичным является подобное приведение мощности искажения к реактивной мощности. Установленная мощность фильтров тех или иных гармоник определяется уровнем указанной гармоники в сети.

Установленная мощность конденсаторной батареи фильтра

$$Q_C = 6U_1 I_v \sqrt{\frac{v^2}{v^2 - 1}} \quad (2)$$

и реакторов

$$Q_L = 3I_1^2 X_L + 3I_v^2 v X_L, \quad (3)$$

а генерируемая ими реактивная мощность на частоте 1-й гармоники

$$Q_1 = 3U_1 I_v \sqrt{\frac{v^2}{v^2 - 1}}, \quad (4)$$

где  $U_1$  — напряжение сети;  $I_1, I_v$  — токи первой и высшей гармоник порядка  $v$ ; сеть предполагается трехфазной.

Требуемая установленная мощность реактивных элементов для компенсации высших гармоник сети

$$\sum \left( Q_C + \frac{Q_L}{a} \right) = \sum K_\phi Q_\phi = 3U_1 \sum K_\phi I_v \sqrt{\frac{v^2}{v^2 - 1}}. \quad (5)$$

Требуемая установленная мощность всех реактивных элементов, необходимая для компенсации воздействия на сеть,

$$Q_y = Q_{сд} + 3U_1 \sum (1 - K_\phi) I_v \sqrt{\frac{v^2}{v^2 - 1}}, \quad (6)$$

где  $Q_{сд}$  — мощность сдвига.

Таким образом, из сказанного можно сделать вывод, что при анализе методов и устройств регулирования, вносящих искажения в токи, потребляемые из сети, целесообразно провести технико-экономические расчеты, а не полагаться на такие показатели, как коэффициент сдвига или мощность сдвига, коэффициент или мощность искажения.

Вместо этих коэффициентов, которые не отражают затраты, необходимые для компенсации вредного воздействия преобразователей или других нелинейных нагрузок на сеть, представляется более целесообразным использовать коэффициент влияния, вытекающий из формулы (6),

$$K_B = K_C + \sum (1 - K_\phi) i_v \sqrt{\frac{v^2}{v^2 - 1}},$$

где  $i_v = \frac{I_v}{I_1}$  — относительная величина тока гармоники кратности  $v$ .

Такой подход позволяет провести обоснованное сравнение схем или способов управления преобразователем с точки зрения их влияния на сеть.

При практических расчетах обычно учитывают ограниченное число гармоник, обычно не выше 13—17-й.

#### Список литературы

1. **Маевский О.А.** Энергетические показатели вентильных преобразователей. М.: Энергия, 1978.
2. **Жежеленко И.В.** Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий. М.: Энергия, 1974.
3. **Ивакин В.И., Худяков В.В.** Синтез фильтров высших гармоник для промышленных предприятий и энергосистем//Электротехника. 1997. № 3. С.40—44.
4. **Воронина Ж.И.** Минимизация установленной мощности фильтров при использовании конденсаторов с повышенной нагрузкой гармониками тока//Тр.НИИПТ.1976. Вып.23. С.68—80.
5. **Кучумов Л.А., Спиридонова Л.В.** Особенности расчета параметров фильтров высших гармонических для распределительных сетей переменного тока//Электричество. 1974. № 1. С.19—26.
6. **Федоров А.А.** Основы электроснабжения промышленных предприятий. М.: Энергия, 1972.

## ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

### К магнитодинамике электризации вращающегося магнита

П.А.ВЕРТИНСКИЙ

Обнаруженная в [1] объективно-историческая систематическая ошибка в направлении силовой характеристики магнитного поля, привнесенная опытами Х.Эрстеда, не только предопределила асимметрию магнитного и электрического полей, как частных сечений одного и того же электромагнитного поля в любых условиях, но и породила множество "парадоксов" и ложных "эффектов".

Нарушение длинного ряда симметричных физических эффектов в электромагнетизме объясняется в [1] отсутствием в природе монополей магнетизма, но неудовлетворенность физиков

этим объяснениями побуждает их снова и снова к поиску новых обстоятельств для понимания сложившейся асимметрии в электродинамике. Среди последних, наиболее глубоких теоретических поисков, здесь можно отметить работы томского физика Г.В.Николаева [2], который пришел к теоретическому выводу о существовании второго, "продольного" поля, но и сам экспериментально обнаружить его не смог. Продолжаются и экспериментальные поиски причин асимметрии электромагнетизма. Один из последних подобных, весьма дорогостоящих, опытов описан в [3], где вопрос еще более затемняется и запу-

тывается, так как автор работы пытается обойтись без выводов фундаментальных экспериментов по электромагнетизму.

Эксперименты, описанные А.Эйнштейном [4], окончательно подтвердили гипотезу А.Ампера об элементарных токах электричества, создающих магнетизм ферромагнетиков. Дальнейшие исследования [5] выявили две группы электронов (*s*- и *d*-электроны) в кристаллической решетке металла. Первые из них происходят из недостроенных оболочек атомов металла, поэтому легко освобождаются и образуют тот "электронный газ" в кристаллической решетке металла, которому он и обязан своей электропроводимостью. Вторые же привязаны к своим атомам, и их "коллективизированное" поведение формирует магнитные свойства металла в заданных условиях. Ярким экспериментальным фактором такого "коллективизированного" поведения *d*-электронов железа может служить модель "длинного соленоида" в виде монокристалла железа, описанная в опыте по отклонению потока заряженных частиц вне магнитного поля соленоида [6].

Представим себе, исходя из этих представлений, схематично распределение *s*- и *d*-электронов на поперечном срезе намагниченного стержня железа как на рисунке, где  $v_e$  — орбитальные скорости *d*-электронов;  $I_a$  — направления элементарных токов в атомах железа;  $v_{cm}$  — направление смещения *s*-электронов при вращении стержня вместе с кристаллической решеткой железа;  $I_{cm}$  — направление электрического тока, образованного смещением *s*-электронов при вращении стержня;  $f$  — направление электромагнитных сил, действующих на ток смещения *s*-электронов полями натяжения  $\vec{T}_a$  элементарных токов атомов;  $\vec{B}$  — направление магнитной индукции вращающегося стержня, параллельное оси вращения стержня со скоростью  $\vec{\omega}$ .

Из современных представлений по электромагнетизму совершенно ясно, что вращение этого стержня вокруг оси 0, параллельной силовым линиям магнитной индукции  $\vec{B}$  в стержне, приводит к смещению элементарных токов вместе с кристаллической решеткой железа. Формализуя наши рассуждения, можно прогнозировать образование электрического поля вследствие смещения "монополей" магнетизма — замкнутых электрических токов [1], что является логическим проявлением симметричности эффектов электромагнетизма, так как смещение электрических зарядов — монополей электричества — создает магнитное поле вокруг электротока. Более того, давно известны и описаны эти симметричные электромагнитные эффекты: намагничивание заряженного вращающегося вокруг своей продольной оси цилиндра [7] и электризация вращающегося вокруг своей продольной оси магнитного цилиндра [8—10].

Другими словами, при вращении магнита вокруг его продольной оси, параллельной потоку магнитной индукции в стержне магнита, осуществляется смещение "свободных" *s*-электронов к поверхности или к оси 0 вращения магнита в зависимости от соотношения направлений вращения и магнитного потока  $\Phi$  в стержне.

Действительно, траектории *s*-электронов при вращении магнита являются мгновенными линиями — окружностями раздела границ между двумя односвязными областями кристаллической решетки железа: внешних относительно окружающих траекторий *s*-электронов и внутренних, лежащих в плоскости круга траекторий. При этом все "монополи" магнетизма  $I_a$  — элементарные токи в атомах железа каждой односвязной области — обладают общим, согласованным между собой направлением взаимодействий с ближайшими участками траектории тока смещения ( $I_{cm}dl$ ), которое изменяется немедленно после смещения траектории *s*-электрона относительно данного "монополя" — элементарного тока.

Так как геометрические размеры траекторий *s*-электронов при вращении кристаллической решетки железа намного превосходят размеры орбитальных контуров элементарных токов в атомах железа — "монополей" магнетизма вращающегося магнита, то можно с большой точностью рассматривать их взаимодействие как частный случай взаимодействия замкнутых контуров электротоков — "монополей" магнетизма с током по прямому проводу [1].

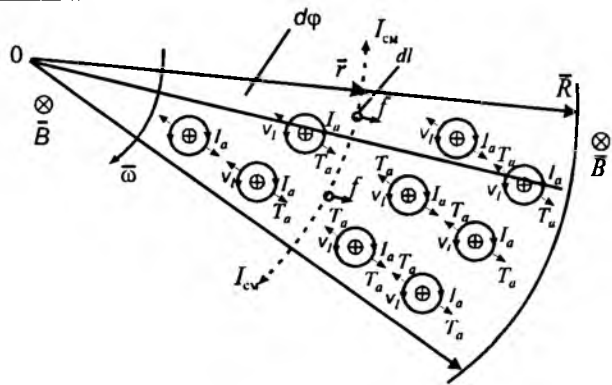
Механизм электризации вращающегося магнита понятен из рисунка, на котором  $f$  — сила, действующая на *s*-электроны в поле магнитного натяжения  $\vec{T}_a$  элементарных токов при смещении *s*-электронов вместе с кристаллической решеткой при вращении, направлена радиально.

В соответствии с предложениями магнитодинамики [1] по определению направлений магнитного натяжения  $\vec{T}(\vec{r})$  вокруг электрических токов притяжение "монополей" магнетизма наблюдается при встречном направлении вектор-функций  $\vec{T}(\vec{r})$  взаимодействующих токов, а при согласном направлении векторов  $\vec{T}(\vec{r})$  взаимодействие токов — "монополей" магнитного натяжения приводит к их отталкиванию.

Обобщая всевозможные варианты с изменением направлений вращения магнита и магнитного потока в нем, можно отметить лишь два итоговых эффекта: при совпадении направлений этих векторов ( $\vec{B}$  и  $\vec{\omega}$ ) поверхность вращающегося магнита электризуется отрицательно, а в противном случае поверхность электризуется положительным электричеством.

В итоге сила смещения траекторий *s*-электронов может быть найдена по выражению магнитодинамики [1]:

$$f = (I_{cm} dl) T_a, \quad (1)$$



которая при скоплении электрических зарядов вблизи оси и поверхности вращающегося магнита будет компенсирована в стационарном процессе электрическим полем этих зарядов

$$E = \frac{df}{dq} = \omega r_{cm} T_a, \quad (2)$$

что и наблюдается в опыте с вращающимся магнитом [3].

На основе определения магнитодинамики [1].

$$\vec{T} = -\text{grad}H(x,y,z) \quad (3)$$

с привлечением параметров микроструктуры ферромагнетиков [5] можно показать, что для постоянных магнитов справедливо соотношение

$$T \cong kB, \quad (4)$$

где  $k$  — определяется конкретными условиями эксперимента.

Тогда

$$E = k_1 \omega RB, \quad (5)$$

что полностью совпадает с выводами экспериментов [3], подтверждая справедливость представления на основе магнитодинамики [1].

**Выводы**

Описанные механизмы электризации вращающегося магнита представляют собой новые теоретические основы для поиска высокоэффективных технических решений. Наиболее перспективные из них открываются в электромашиностроении с использованием сверхпроводящих материалов и подшипников сверхскоростных механизмов с применением полупроводниковых материалов.

**Список литературы**

1. **Вертинский П.А.** Магнитодинамика. Усолье-Сиб., 1993.
2. **Николаев Г.В.** Обоснование реальности существования аксиального магнитного поля движущегося заряда//Техника и наука. 1984. № 1. С.42. 1979. Деп. в ВИНТИ, № 5287.
3. **Богач В.А.** Гипотеза о существовании статического электромагнитного поля и его свойствах. Дубна: ОИЯИ, 1996.
4. **Эйнштейн А.** Собрание научных трудов. М.: Наука, 1966. Т.3. С.359.
5. **Вонсовский С.В.** Магнетизм. М.: Наука, 1971. С.526.
6. **Фейнмановские лекции по физике/Р.Фейнман и др.** М.: Мир, 1972. Вып. 6. С.22.
7. **Фейнмановские лекции по физике/Р.Фейнман и др.** М.: Мир. 1972. Вып.5. С.290.
8. **Фарадей М.** Экспериментальные исследования по электричеству. М., 1947. Т.1.
9. **Фарадей М.** Экспериментальные исследования по электричеству. М., 1951. Т.II.
10. **Фарадей М.** Экспериментальные исследования по электричеству. М., 1959. Т.III.

**Расчет индуктивности по энергии**

Г.Н.СЕНИЛОВ, доктор техн.наук., чл.-кор. АЭН РФ, Ю.А.КУЗЬМИН

*МЭИ*

Развитие импульсной электротехники ставит задачу расчета катушек индуктивности по запасаемой в них энергии, которая создает импульсы большой мощности. Расчету индуктивностей посвящено множество работ и монографий [1]. Однако в них нет простых указаний как выбрать минимальные размеры и витки катушки, если заданы энергия  $W$  и индуктивность  $L$ . Почти также обстоит дело, если задано магнитное поле  $H$  внутри катушки.

Можно отметить два основных применения  $L$  для накопления  $W$ :

- цилиндрические и тороидальные индуктивные накопители (ЦИН и ТИН) с энергиями порядка  $10^4$ — $10^9$  Дж без сердечников для физических, термоядерных и космических исследований;
- катушки с сердечниками на энергии

0,01 мДж — 1 Дж для работы в аппаратах зажигания, в преобразователях напряжения, в ЭВМ и т.д.

Известно [2], что номинальная мощность трансформаторов

$$P_N = 4,44 f_1 B j Q_c Q_m \quad (1)$$

и номинальная энергия накопителей

$$W_N = 0,5 B j Q_c Q_m, \quad (2)$$

где  $Q_c, Q_m$  — полезные площади для потока и тока;  $f_1$  — частота;  $B$  — индукция;  $j$  — плотность тока.

Однако несмотря на сходство формул, расчет индуктивных накопителей принципиально отличается от расчета трансформаторов или дросселей. Например, для упрощенного расчета

трансформаторов по (1) с мощностью до 2 кВ·А построен график на рис. 1, по которому находятся данные сердечника, первичной обмотки  $w_1$  и диаметр провода  $d_1$ . Вторичная обмотка, обычно занимающая половину окна  $Q_m$ , определяется по коэффициенту трансформации. Аналогичные графики имеются и для других стандартных значений  $u_1$  и  $f_1$ . Здесь в основе расчета по мощности задаются постоянная плотность тока  $j$  и индукция  $B$ , при которых обеспечивается температурный режим.

Переходим к расчету ЦИН по энергии, где  $j$  и  $B$  не задаются, а определяются из уравнений с ограничениями по энергии  $W$ , нагреву  $\tau$  или скин-эффекту, прочности материала  $\sigma$  и индуктивности  $L$ . Такая задача решается симплексным методом линейного программирования. Однако опыт изготовления катушек на Московском трансформаторном заводе показал, что отладка программ для расчета на ЭВМ занимает больше времени, чем упрощенный расчет по формулам и графикам. Эти графики могут иметь универсальное значение, поскольку качество материалов ЦИН на ближайшее десятилетие не меняется.

Кроме того, любые цифры, полученные от ЭВМ, всегда должны быть согласованы с технологией завода.

Рассмотрим сначала формулы, а затем и сам принцип расчета ЦИН.

Индуктивный накопитель энергии является электрической машиной нового класса. По принципу действия это трансформатор мощности. Вторичная мощность  $P_2$ , появляющаяся при разрыве тока  $I_1$ , будет тем больше, чем меньше время  $t_2$  разрыва тока и вывода энергии в нагрузку (газовая камера, сопротивление, обмотка Токамака). Сердечник не применяется, так как для  $j \geq 100$  А/мм<sup>2</sup> прирост энергии (не более 10%) сопровождается увеличением  $t_2$ :

$$P_2 = P_1 \frac{t_1}{t_2}, \quad (3)$$

где  $P_1$ ,  $t_1$  — мощность и время возникновения (накачки) тока  $i$ .

Здесь нет учета потерь и идеальный КПД  $\eta_2=1$ . Напомним, что ЦИН по существу является катушкой, у которой используется энергия искры при разрыве тока  $I_1$ .

При накоплении энергии зависимости КПД  $\eta_1$  от нормированного времени  $t$  для  $L$ - и  $C$ -накопителей (конденсаторов) имеют противоположный характер. С возрастанием  $t$  КПД для  $L$  падает, а для  $C$  — возрастает [2]:

$$t_* = \frac{t_1}{T}; \quad T_L = \frac{L}{R}; \quad T_C = -\frac{1}{RC}.$$

Приемлемое значение для  $L$   $t_* = 2\eta_L = 0,37$ .

Для накопления энергии  $W$  существуют оптимальные конструкции ЦИН, при которых зат-

рачивается минимум металла [2]. Катушка должна иметь квадратное сечение  $Q_m = \sigma^2$ ,  $\sigma = 0,25D_2$ , где  $D_2$  — внешний диаметр (рис.2). Отметим, что такая же катушка для создания в ее центре максимального магнитного поля должна быть, согласно исследованиям Фабри, в два раза длиннее по оси  $zz$ , чем для накопления энергии  $W$  [2].

Энергия в оптимальной катушке ЦИН (Дж)

$$\left. \begin{aligned} W &= 0,5LI_t^2 = 5 \cdot 10^{-12} D_2^5 j^2; \\ W &= 5 \cdot 10^{-10} D_2^5 j^2, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где  $j$  — плотность тока;  $I_t = qj$ ;  $q$  — сечение провода.

Коэффициент заполнения сечения меди  $Q_m$   $\lambda = 0,7$ .

Индуктивность такой катушки

$$\left. \begin{aligned} L &= 1,25 \cdot 10^{-8} \gamma w^2; \\ L &= 5 \cdot 10^{-9} D_2 w^2, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где  $\gamma$  — проводимость магнитному потоку, См;  $D_2$  — внешний диаметр, см.

$$\text{В (5) } \gamma = \frac{S}{l} = \frac{\pi \sigma^2}{2a} = 0,4D_2; \quad \sigma = 0,25D_2; \text{ чис-}$$

$$\text{ло витков } w = \frac{Q_m \lambda}{q}.$$

Упрощенная формула (5) в пределах  $\pm 10\%$  совпадает с точной формулой по [1].

При расчете  $L$  первым лимитирующим фактором является нагрев при накачке или скин-эффект при малых временах вывода энергии. Здесь рассмотрен нагрев. Время накачки  $t_1$  настолько мало, что имеет место адиабатический нагрев, зависящий только от плотности тока  $j$ . Для неизменных тока и удельного сопротивления  $\rho$  нагрев обмотки

$$\left. \begin{aligned} \tau &= 0,005 j^2 t_1 \text{ для Cu}; \\ \tau &= 0,012 j^2 t_1 \text{ для Al.} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

В действительности ток  $i$  обычно возрастает по экспоненте, и тогда коэффициент уменьшения нагрева

$$\beta = \frac{\int_0^{t_1} i^2 R dt}{I_t^2 R t_1} = \frac{\sigma - 1,5 + 2e^{-\sigma} - 0,5e^{-2\sigma}}{\sigma(1 - 2e^{-\sigma} + e^{-2\sigma})}, \quad (7)$$

где  $\sigma = t_* = t_1/T$ ;  $T = L/R$ ;  $t_1$  — время накачки. Для  $t_* = 2$   $\beta = 0,45$ .

При нарастании тока  $i$  по синусоиде получим:

$$\beta = \frac{I_{\text{эф}}^2}{I_{\text{max}}^2} = 0,5. \quad (8)$$

Таким образом, переменное значение тока  $I_t$ , определяющего  $W$ , создает в раз  $\beta$  меньший адиабатический нагрев, чем при  $I_t = \text{const}$  (рис.3).

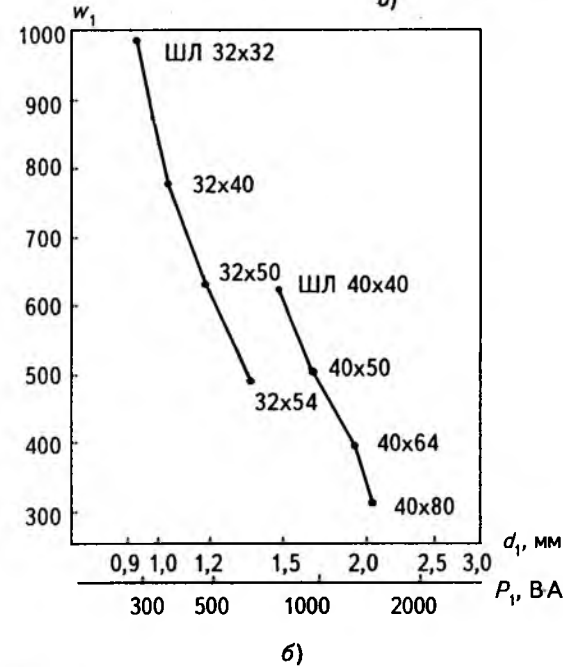
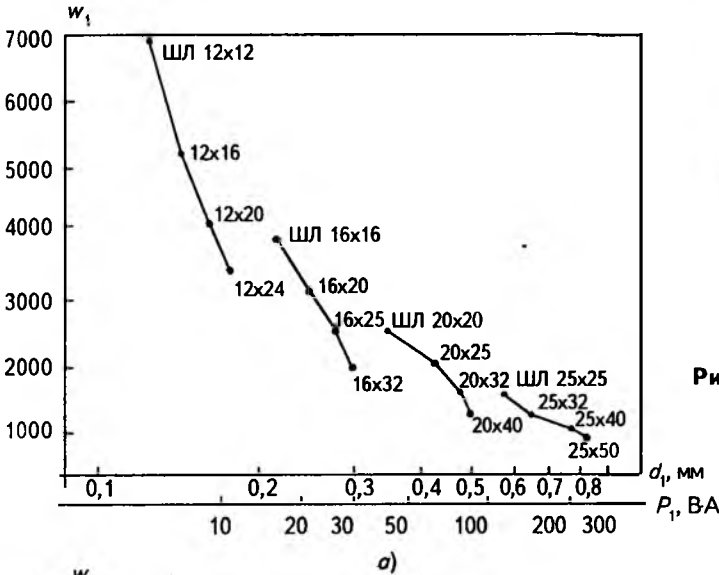


Рис.1. Расчет обмотки трансформаторов при  $u_1=220$  В,  $f=50$  Гц,  $A=1$  Тл,  $j=2$  А/мм<sup>2</sup>

В то же время рост удельного сопротивления металла  $\rho_t = \rho_0(1 + \alpha t)$  увеличивает нагрев. Учет обоих факторов сделан на рис.4. Задав-шись допустимой температурой по изоляции 300°C, получим предел плотности тока по нагреву без скин-эффекта (или по оглавлению при скин-эффекте).

При периодических накачках ЦИН учет нагрева и соответствующего охлаждения производится по средней плотности тока.

Вторым лимитирующим параметром в расчете  $L$  является механическая прочность металла или изоляции. Для "теплых" (не криорезистивных) катушек большее значение имеет прочность при разрыве витков, чем сжатие межвитковой изоляции. Исходя из закона Био-Савара или дифференцирования энергии  $W$  по  $\pi D_2^2$  или из магнитного давления на стенки катушки, можно по-

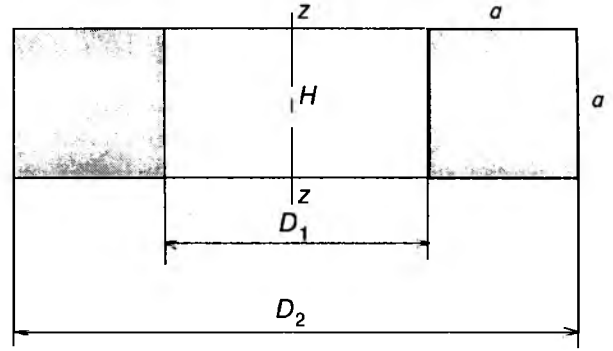


Рис.2. Оптимальная катушка ЦИН для накопления энергии

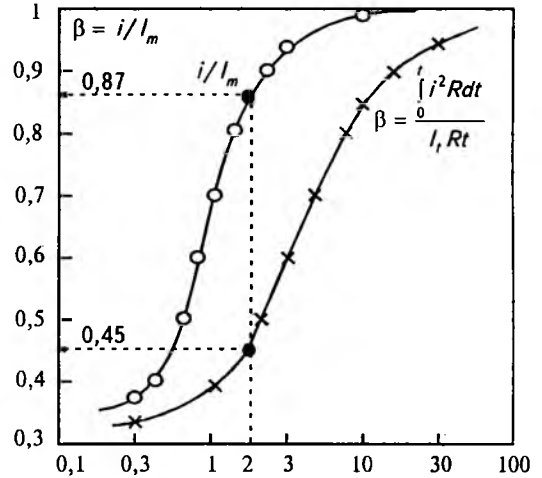


Рис.3. Кривые пересчета нагрева за счет накачки по экспоненте

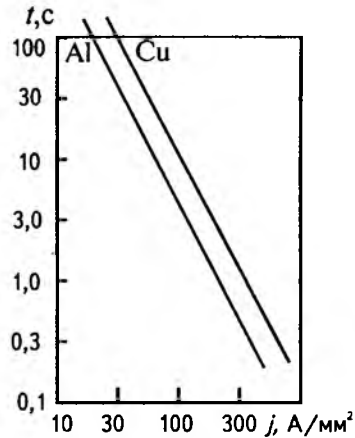


Рис.4. Расчетная кривая допустимого времени накачки ЦИН при  $t \leq 300^\circ C$  и экспоненте тока  $\beta = 0,45$

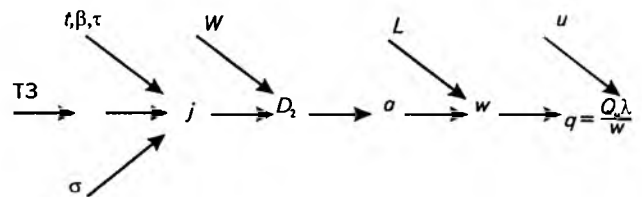
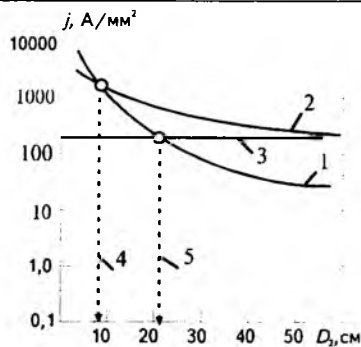
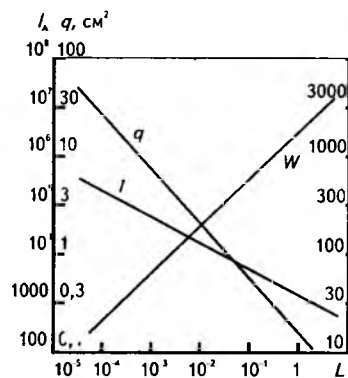


Рис.5. Принцип расчета ЦИН (ТЗ — техническая задача)



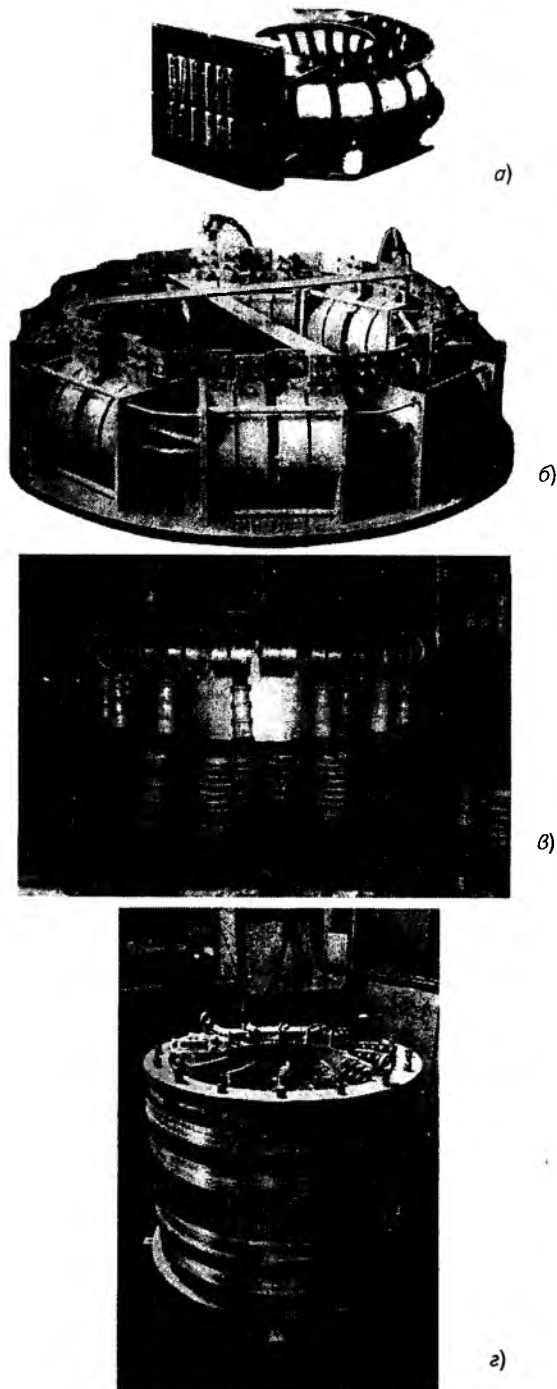
**Рис.6.** Выбор параметра ЦИН по энергии  $W = 10^4$  Дж (1), механической прочности  $\sigma \leq 5,5 \cdot 10^5$  Н/м<sup>2</sup> (запас прочности  $K_3 = 4$ ) (2), нагреву  $\tau \leq 300^\circ C$  (запас прочности  $K_3 = 1,5$ ) (3), а также граница снижения  $D_2$  по прочности (4) и по нагреву (5)



**Рис.7.** Зависимость тока  $I$ , сечения провода  $q$  и числа витков  $w$  от индуктивности  $L$  при  $W = 10^6$  Дж,  $D_2 = 85$  см,  $a = 0,25D_2$ ,  $\lambda = 0,7$ ,  $j = 7000$  А/см<sup>2</sup>

Параметры	ТИН-50	ТИН-51	ТИН-52	ТИН-53
Энергия, Дж	$1 \cdot 10^6$	$0,72 \cdot 10^6$	$1 \cdot 10^5$	$5 \cdot 10^6$
Индуктивность, Гн	$12,5 \cdot 10^{-6}$	$1,6 \cdot 10^{-6}$	$22 \cdot 10^{-6}$	$10^{-3}$
Сила тока, А	$4 \cdot 10^5$	$10^6$	$10^5$	$10^5$
Сопротивление, Ом	$2,8 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-5}$	$2,7 \cdot 10^{-3}$	0,018
Постоянная времени $T=L/R$ , с	$45 \cdot 10^{-3}$	$27 \cdot 10^{-3}$	$9,6 \cdot 10^{-3}$	$55 \cdot 10^{-3}$
Внешний диаметр, м	1,2	2	2,08	1,15
Коэффициент тора $A=D_2/d_2^*$	4	5,6	9	4,4
Относительная высота $m=H/d_2^*$	1	1	1	3
Сечение обмотки, см	19,5	48	4,8	4,8
Число витков	20	8	52	160
Индукция, Тл	2,3	1,5	1,1	6,7
Удельная энергия по габаритному объему, Дж/м <sup>3</sup>	$2,9 \cdot 10^6$	$0,6 \cdot 10^6$	$3,3 \cdot 10^5$	$5,7 \cdot 10^6$
Масса активных материалов, кг	100	120	60	400
Назначение	ИВТ РАН	Опытный образец	Опытный образец	ФИАЭ им.И.В. Курчатова

\*  $d_2$  — диаметр витка;  $H$  — высота прямоугольного витка.



**Рис.8.** Различные конструкции ТИН: а — ТИН-50 ( $W = 10^6$  Дж,  $I = 105$  А); б — ТИН-51 ( $W = 0,7 \cdot 10^6$  Дж,  $I = 10^5$  А); в — ТИН-52 ( $W = 2,5 \cdot 10^5$  Дж,  $I = 10^5$  А); г — ТИН-53 ( $W = 5 \cdot 10^6$  Дж,  $I = 10^5$  А)

лучить уравнение для механического напряжения, разрывающего витки катушки:

$$\sigma = 2,4 \cdot 10^{-10} D_2^2 j^2; \quad j = 2,4 \cdot 10^6 / D_2, \quad (9)$$

где принято для меди  $\sigma \leq 5,5 \cdot 10^5$  Н/м<sup>2</sup>.

Теперь, имея значения  $W$ ,  $\tau$ ,  $\sigma$ , можно дать в общих чертах принцип расчета ЦИН, т.е. определить минимум  $D_2$  (рис.5). Согласно рис.6 для обеспечения заданной энергии  $W$  уменьшение  $D_2$  должно сопровождаться увеличением плотности тока  $j$ . Тогда движение влево по кривой

$W = \text{const}$  будет остановлено пересечением с графиком  $\sigma$  или  $\tau$ , т.е. механической прочностью или нагревом. Так определяется значение  $D_2$ . Как правило,  $j \leq 200 \text{ А/мм}^2$ .

Что касается параметров обмотки, то для этого служат графики рис.7, построенные для заданных энергий  $W$  и плотностей тока  $j$ .

В итоге, при наличии на предприятии набора указанных графиков приближенный расчет катушек индуктивности сводится к следующему:

1. По  $t_1$ ,  $\tau$  из рис.4 находится  $j$  и наносится горизонтальная линия на рис.6.
2. По  $W$  с учетом  $\sigma$  на рис.6 находится  $D_2$ .
3. По  $L$  из серии рис.7 для равных  $D_2$  находятся все параметры обмотки ( $w, q$ ).
4. По технологии завода подбирается каркас для катушки, типовое сечение меди или алюминия и тип намотки (цилиндрическая, дисковая, ка-

тушечная). При этом обеспечивается необходимое изоляционное расстояние между выводами.

Таковы принципы для сокращенного расчета катушек индуктивности по энергии. В конструкторских отделах целесообразно иметь руководящие технические указания с набором графиков, таблиц и формул.

В таблице приведены данные по индуктивным накопителям энергии (рис.8), рассчитанным указанным методом и изготовленным на электрозаводе.

#### Список литературы

1. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей Л.: Энергоатомиздат, 1986.
2. Сенилов Г.Н., Родионов Л.В., Ширшов Л.Г. Расчет и эксплуатация светотехнических импульсных установок и источников питания. М.: Энергоатомиздат, 1989.

## Электрическое поле и потери в первичной обмотке трансформатора тока с двумя широкими пазами

В.Е.РАЙНИН

АО "Мытищинский электротехнический завод"

*Рассмотрено электрическое поле внутри шины с двумя широкими пазами. Для анализа применен метод конформных преобразований. Использовано решение уравнения Кристоффеля-Шварца из задачи движения идеальной жидкости в канале переменного сечения. Рассчитано электрическое сопротивление участка шины с изменяющейся шириной между точками, где электрическое поле становится однородным.*

Трансформаторы тока используют в качестве датчиков тока бесконтактных устройств защиты [1,2], в частности, встраивают в автоматические выключатели. Для уменьшения габаритов зазор между первичной обмоткой трансформатора (шиной) 1 и магнитопроводом 2 выполняют минимальным (рис.1,а). Однако это приводит к насыщению близко прилегающих к шине участков магнитопровода и, как следствие, к увеличению погрешностей датчика тока. Для устранения этого явления была предложена конструкция первичной обмотки с поперечными пазами [3] (рис.1,б,в). Эксперименты показали, что пазы предотвращают насыщение прилегающих к шине участков магнитопровода. Причина состоит в том, что у оснований пазов, прилегающих к магнитопроводу, плотность тока в шине резко уменьшается и стремится к нулю [4]. Усиление рассматриваемого эффекта может быть достигнуто при использовании широких пазов (рис.1,в), так как в этом случае ток искусственно удаляется от магнитопровода еще на большем участке шины. Экспериментально установлено также, что пазы приводят к дополнительному нагреву трансфор-

матора. Количественные оценки мощности потерь в шине были сделаны только для случая пазов весьма малой ширины  $h_2$ , которой в расчетах пренебрегают [4] (рис.1,б). Вместе с тем, по указанной причине практический интерес представляет анализ электрического поля и мощности дополнительных потерь в первичной обмотке трансформатора тока с двумя широкими пазами (рис.1,в).

**Расчет электрического поля тока внутри шины с двумя широкими пазами.** Примем следующие основные допущения: а) соблюдаются условия квазистационарности; б) удельная электропроводность материала шины  $\gamma$  постоянна; в) толщина шины  $d$  относительно невелика и распределение тока по ней равномерно; г) влияние магнитного поля на распределение тока в шине невелико; д) длина областей стягивания, образующихся вблизи мест резкого изменения ширины шины [5,6], относительно невелика. Последнее допущение, справедливость которого будет подтверждена расчетами, позволяет ограничиться рассмотрением шины из двух полубесконечных по длине участков различной ширины.

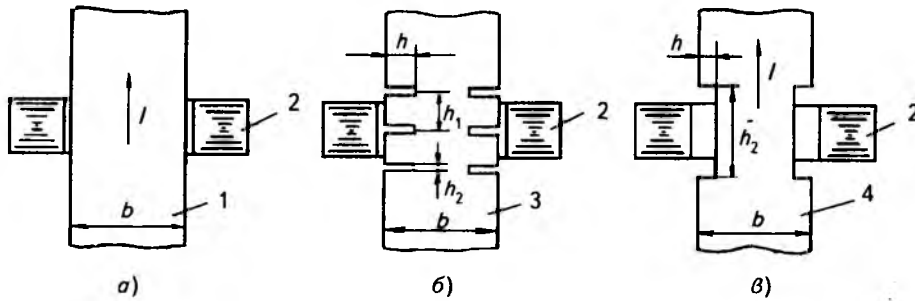


Рис.1. Различные варианты исполнения первичной обмотки трансформатора тока:

1 — шина прямоугольного сечения; 2 — магнитопровод; 3 — шина с тремя парами поперечных пазов малой ширины; 4 — шина с двумя широкими пазами

Соответствующая этому допущению верхняя симметричная половина расчетной конструкции шины показана на рис.2,а. Электрическое поле такого проводника рассматривалось в [7]. При этом были найдены комплексный потенциал поля, а также увеличение омического сопротивления проводника  $\Delta R$ . Для анализа поля в шине с двумя широкими пазами нас интересуют длина и суммарное омическое сопротивление областей стягивания участков расчетной конструкции различной ширины. Поэтому использовать известную формулу для расчета  $\Delta R$  [7] непосредственно не представляется возможным. С другой стороны, для определения интересующих нас величин необходимо иметь формулу для расчета

напряженности электрического поля  $\vec{E}$ , которая отсутствует в [7]. Для ясности изложения приведем формулировку и решение задачи.

Используя принятые допущения, анализируем плоскопараллельное электрическое поле тока в шине, для которого справедливо соотношение [8]

$$\vec{E} = -\text{grad } \varphi, \quad (1)$$

где  $\varphi$  — потенциал.

Введем комплексный потенциал электрического поля внутри шины [9]

$$w = \varphi(x,y) + jv(x,y), \quad (2)$$

где  $v(x,y)$  — силовая функция;  $j = \sqrt{-1}$ .

Граничные условия для силовой функции поля имеют вид:

$$v(x,0) = V_1, \quad v(x,y)|_{A_1 A_2 A_3 A_4} = V_2, \quad (3)$$

где  $V_1, V_2$  — некоторые постоянные.

В качестве канонической области выбираем верхнюю полуплоскость  $\text{Im } \omega > 0$  (рис.2,б), в которой комплексный потенциал рассматриваемого поля равен

$$w = \frac{V_2 - V_1}{\pi} \ln \omega + jV_1 + c_\varphi, \quad (4)$$

где  $c_\varphi$  — вещественная постоянная.

Расчетная область поля в комплексной плоскости  $z$  (рис.2,а) представляет собой четырехугольник  $A_1 A_2 A_3 A_4 A_1$  с углами

$$0; \quad \frac{3\pi}{2}; \quad \frac{\pi}{2}; \quad 0.$$

Конформное отображение полуплоскости  $\text{Im } \omega > 0$  с точками  $a_1, a_2, a_3, a_4$  на вещественной оси  $\xi$  (рис.2,б), образцами которых являются вершины четырехугольника соответственно  $A_1, A_2, A_3$  и  $A_4$ , было получено в [10] с помощью интеграла Кристоффеля-Шварца при решении аналогичной задачи движения идеальной жидкости в канале переменного сечения:

$$z = \frac{b_1 - h}{\pi} \int_{-1}^{\omega} \sqrt{\frac{\omega + 1}{\omega + \lambda}} \frac{d\omega}{\omega} + j(b_1 - h), \quad (5)$$

где  $\lambda = \left(1 - \frac{h}{b_1}\right)^2$ ;  $b_1$  — полуширина шины;  $h$  — высота паза (рис.1 и 2).

Формулы (2), (4) и (5) представляют решение рассматриваемой задачи, в котором потенциал  $\varphi(x,y)$  и силовая функция  $v(x,y)$  определены с точностью до постоянных, соответственно  $c_\varphi$  и

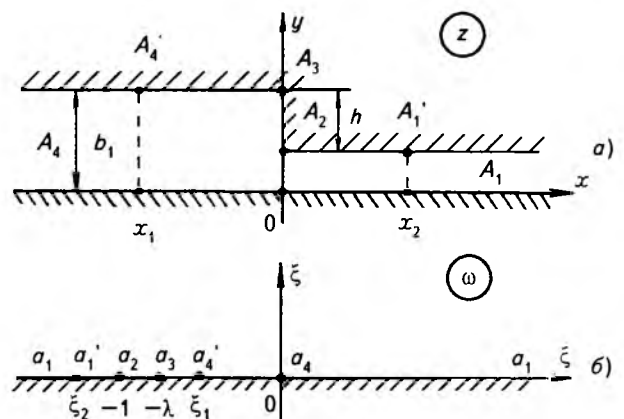


Рис.2. Расчетные области поля в комплексных плоскостях  $z$  (а) и  $\omega$  (б)

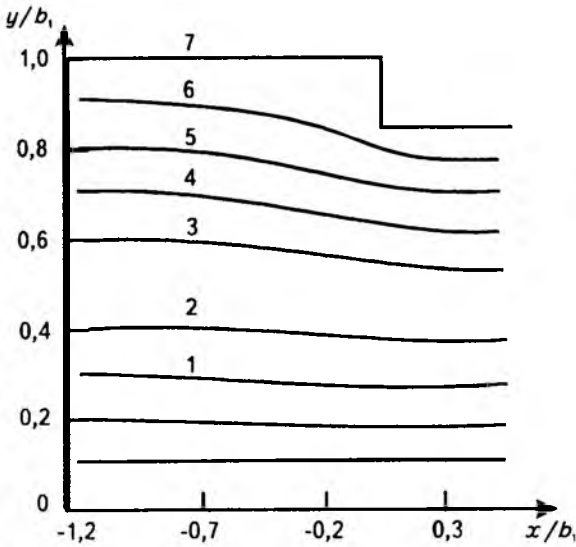


Рис.3. Картина силовых линий электрического поля внутри

пластины при  $\frac{h}{b_1} = 0,2$ :

1 —  $\arg \omega = 0,1$ ; 2 — 0,2; 3 — 0,3; 4 — 0,4; 5 — 0,6; 6 — 0,7; 7 — 0,8; 8 — 0,9

$V_1$ , не влияющих на значение напряженности электрического поля. Кроме того, разность  $V_2 - V_1$ , входящая в формулу (4), выражается через ток  $I$ , протекающий по шине, с помощью соотношения

$$V_1 - V_2 = \frac{I}{2d\gamma}, \quad (6)$$

которое следует из закона Ома для проводящей пластины [11].

Полученное решение отличается от известного [7] постоянными  $iV_1$ ,  $c_\varphi$  в формуле (4), а также постоянными в интеграле Кристоффеля-Шварца (5). Последние отличия обусловлены, в частности, различным расположением расчетной конструкции в комплексной плоскости  $z$ .

Напряженность электрического поля внутри шины находим, как в [4], с помощью соотношения

$$\vec{E} = -\overline{w'_z},$$

подставляя в которое последовательно формулы (4)–(6), получаем:

$$\vec{E} = \frac{I}{2(b_1 - h)d\gamma} \sqrt{\frac{\omega + \lambda}{\omega + 1}}. \quad (7)$$

Из (7) следует, что при  $\omega \rightarrow 0$  (при удалении от линии  $x = 0$  резкого изменения ширины шины в отрицательном направлении оси  $Ox$ , рис.2)

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \vec{E} = \frac{I}{2b_1 d\gamma} = E_\infty,$$

т.е. электрическое поле становится однородным. Аналогичный результат получаем при удалении от указанной линии в положительном на-

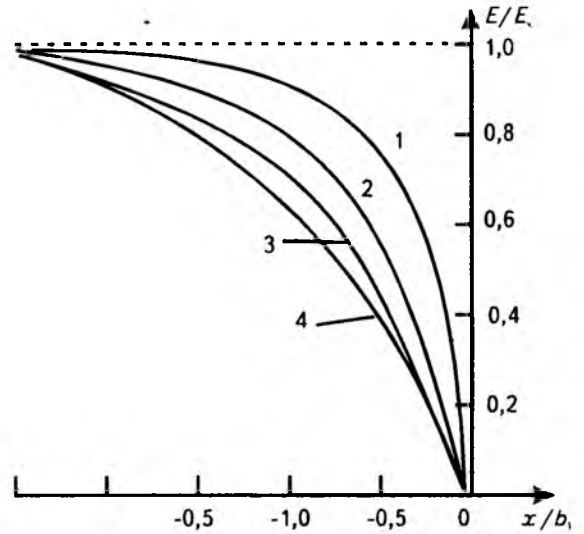


Рис.4. Распределение напряженности электрического поля на участке  $A_3A_4$  границы расчетной области:

1 —  $\frac{h}{b_1} = 0,2$ ; 2 — 0,4; 3 — 0,6; 4 — 0,9

правлении оси  $Ox$ :

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \vec{E} = \frac{I}{2(b_1 - h)d\gamma} = \frac{E_\infty}{1 - \frac{h}{b_1}}.$$

Поведение поля в точках  $A_2$  и  $A_3$  (рис.2,а) такое же, как и в случае пазов бесконечно малой ширины [4].

Заметим, что решение рассматриваемой задачи методом разделения переменных было описано в [6]. Для определения коэффициентов рядов, входящих в расчетные формулы, требуется численно решить систему алгебраических уравнений теоретически бесконечного, а практически достаточно высокого порядка. Существенное упрощение известного решения [6] достигается

лишь при  $\frac{h}{b_1} \rightarrow 1$ , что неприемлемо в рассматриваемой здесь технической задаче, поскольку

глубина паза  $h$  относительно невелика ( $\frac{h}{b_1} < 0,5$ ,

рис.2,а). Решения (2), (4), (5) являются аналитическими и достаточно просто реализуются при

любых значениях  $\frac{h}{b_1}$ .

На рис.3 показана картина силовых линий поля внутри шины (линий тока), построенная с помощью формулы (4) и (5). В комплексной плоскости  $\omega$  (рис.2,б) линии тока представляют собой лучи

$$\arg \omega = \text{const},$$

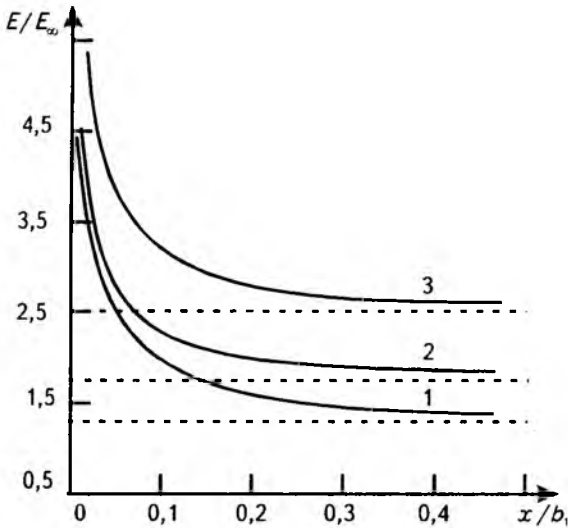


Рис.5. Распределение напряженности электрического поля на участке  $A_1A_2$  границы расчетной области:

1 —  $\frac{h}{b_1} = 0,2$ ; 2 — 0,4; 3 — 0,6 - - - — уровни напряженности однородного поля  $(1 - \frac{h}{b_1})^{-1}$

поэтому в комплексной плоскости  $z$  значение силовой функции на линии тока определяется согласно соотношениям (2), (4) и (6) с помощью зависимости

$$V = -\frac{I}{2\pi d\gamma} \arg \omega + V_1.$$

На рис.4 и 5 показаны распределения напряженности электрического поля на участках  $A_3A_4$  и  $A_1A_2$ , полученные с помощью формул (5) и (7).

Из рис.3—5 следует, что на относительно небольших расстояниях по обе стороны от линии  $x=0$  резкого изменения ширины шины поле внутри шины становится однородным. Таким образом, подтверждается ранее принятое допущение д). Очевидно, что для использования полученных формул необходимо, чтобы ширина паза  $h_2$  (рис.1,б) была не меньше двух длин областей стягивания узкой части расчетной конструкции шины.

**Расчет мощности потерь, обусловленных пазами.** Мощность дополнительных потерь в шине из-за наличия пазов характеризуем омическим сопротивлением, которое согласно закону Ома равно:

$$R = \frac{2}{I} \int \vec{E} d\vec{l}, \quad (8)$$

где  $l$  — линия интегрирования  $A_4^*A_3A_2A_1^*$ , проходящая по границе области поля (рис.2,а);  $d\vec{l}$  — элемент длины этой линии.

Точки  $A_4^*$  и  $A_1^*$  ограничивают соответствующие области стягивания, поэтому перпендикуляры,

проведенные из этих точек к оси абсцисс (пунктирные линии), представляют собой эквипотенциали. Множитель 2 учитывает наличие двух резких изменений ширины шины с широкими пазами по сравнению с расчетной конструкцией. После подстановки (7) и (5) в выражение (8) и соответствующих упрощений получим:

$$R = \frac{1}{\pi\gamma d} \ln \left| \frac{\xi_2}{\xi_1} \right|, \quad (9)$$

где  $\xi_1, \xi_2$  — абсциссы точек соответственно  $a_4^*$  и  $a_1^*$  действительной оси комплексной плоскости  $\omega$ , образами которых являются точки  $A_4^*$  и  $A_1^*$  (рис.2).

Методика использования выражения (9) состоит в следующем. Вначале с помощью формулы (7) находим значения  $\xi_1$  и  $\xi_2$ , при которых электрическое поле в соответствующих частях шины практически однородно. Затем с помощью (5) определяем абсциссы точек  $A_4^*$  и  $A_1^*$  в комплексной плоскости  $z$  — соответственно  $x_1$  и  $x_2$  (рис.2,а). Заметим, что  $x_2$  равна длине области стягивания узкой части расчетной конструкции шины, поэтому согласно ранее сказанному должно выполняться условие

$$h_2 \geq 2x_2. \quad (10)$$

Увеличение мощности потерь в первичной обмотке трансформатора, обусловленное паза-

ми, характеризуем отношением  $\frac{R}{R_0}$ , где  $R_0$  — омическое сопротивление участка шины баз пазов

длиной  $2|x_1| + h_2$ .

Результаты вычислений по описанной методике приведены в таблице.

**Относительные значения омического сопротивления шины с двумя широкими**

**пазами при  $\frac{h_2}{b_1} = 0,6$ .**

$\frac{h}{b_1}$	$\xi_1$	$\frac{x_1}{b_1}$	$\xi_2$	$\frac{x_2}{b_1}$	$\frac{R}{R_0}$
0,2	-0,146	-0,663	-4,5	0,308	1,133
0,25	-0,111	-0,741	-5,2	0,313	1,176
0,4	-0,052	-0,919	-7,25	0,296	1,289

Значения  $\xi_1, \xi_2$  находились из условия, что напряженность поля в точках  $A_4^*$  и  $A_1^*$  на 5% отличается от соответствующих значений для однородного поля. Специальные расчеты показали, что уточнение условий нахождения  $\xi_1, \xi_2$  увеличивает длину областей стягивания, но омическое сопротивление возрастает при этом на значение, соответствующее равномерному распределению тока. Длина области стягивания на уча-

стке пазов составляет примерно 0,3, поэтому условие (10) выполняется. Из таблицы следует, что мощность потерь из-за наличия пазов возрастает на 13—29%.

Для сравнения определим мощность потерь шины такой же длины при условии, что на месте расположения широкого паза имеются три пары пазов весьма малой ширины и той же от-

носительной высоты  $\frac{h}{b_1}$ . Согласно сказанному

шаг расположения пазов  $h_1 = \frac{h_2}{3}$  (рис. 1, б, в),

Омическое сопротивление шины в этом случае состоит из суммы сопротивления стягивания трех пар пазов и сопротивления участка длиной  $2|x_1|$  и шириной  $2b_1$ . Используя методику [4],

получаем такие значения  $\frac{R}{R_0}$  (в последователь-

ности изменения  $\frac{h}{b_1}$  в таблице): 1,058; 1,075 и 1,136.

Нетрудно видеть, что дополнительные потери в шине с тремя парами пазов малой ширины оказались примерно в два раза меньше. Очевидно, что уменьшение потерь в шине в два раза широкими пазами при необходимости может быть достигнуто уменьшением высоты пазов и их ширины. Выбор конструктивного исполнения и размеров пазов в каждом случае определяется как сопоставлением значений мощности дополнительных потерь, так и, в первую очередь, состоянием магнитопровода, а также технологическими факторами.

Была проведена экспериментальная проверка мощности потерь в шинах трех конфигураций согласно рис. 1, которая подтвердила результаты расчетов с точностью до 5—7%. Поскольку эффект ослабления поля в конструкциях с широким пазом и тремя узкими пазами примерно одинаков, а мощность потерь в последнем случае существенно меньше, первичная обмотка трансформатора тока выключателя ВА 55-43 была выполнена согласно рис. 1, б.

#### Список литературы

1. **Казанский В.Е.** Трансформаторы тока в схемах релейной защиты. М.: Энергия, 1969.
2. **Бесконтактные** устройства защиты для низковольтных электрических аппаратов/Г.В.Могилевский, В.Е.Райнин, А.Г.Сосков и др. М.: Энергия, 1971.
3. **А.с. 771738 СССР.** Трансформатор тока/Л.И.Дик, В.Е.Райнин, В.Л.Карась и др.//Открытия. Изобретения. 1980. № 38.
4. **Бондина Н.Н., Михайлов В.М., Райнин В.Е.** О мощности потерь в первичной обмотке шинного трансформатора тока с пазами//Электричество. 1997. № 3. С.27—32.
5. **Основы** теории электрических аппаратов/И.С.Тавев, Б.К.Буль, А.Г.Годжелло и др. М.: Высшая школа, 1987.
6. **Намитов К.К.** Электроэрозионные явления. М.: Энергия, 1978.
7. **Говорков В.А.** Электрические и магнитные поля. М.: Энергия, 1968.
8. **Нейман Л.Р., Демирчян К.С.** Теоретические основы электротехники. Т.2. Л.: Энергоиздат, 1981.
9. **Фукс Б.А., Шабат Б.В.** Функции комплексного переменного и некоторые их приложения. М.: Наука, 1964.
10. **Лебедев Н.Н., Скальская И.П., Уфлянд Я.С.** Сборник задач по математической физике. М.: ГИТТЛ, 1955.
11. **Рязанов Г.А.** Опыты и моделирование при изучении электромагнитного поля. М.: Наука, 1966.

## FETKY-комбинация из мощного полевого транзистора и диода Шоттки в одном корпусе

Р.К.МИФТАХУТДИНОВ, канд.техн.наук

ЗАО "Компэл"

Расширение функциональных возможностей, технических и эксплуатационных характеристик современной электроники, средств связи обработки и информации поражают воображение. В течение года-двух происходит моральное устаревание компьютерной техники, а ведущие компании — производители микропроцессоров продолжают строить планы повышения производительности своих устройств.

Возможности переносных электронных устройств с батарейным питанием также непрерывно совершенствуются при одновременном росте продолжительности их работы без подзарядки. Такой скачок стал возможен благодаря ос-

воению субмикронной полупроводниковой технологии и увеличению степени интеграции, что, в свою очередь, привело к снижению питающих напряжений до 1,5—3,0 В. При этом одновременно для ряда функциональных устройств по-прежнему необходимы питающие напряжения 5 и 12 В. Такие тенденции в цифровой электронике ставят жесткие задачи перед разработчиками устройств электропитания, от которых требуют малые габариты, высокую надежность, низкие потери мощности в системах электропитания.

Ведущие производители компонентов для энергетической электроники внимательно отслеживают современные тенденции в электронике

## Номенклатура и краткие характеристики компонентов семейства FETKY™

Корпус	Тип компонента	Максимальное напряжение сток-исток, В	Типа канала	Сопротивления в открытом состоянии, мОм, при напряжении затвор-исток, В	Максимальный ток статора при 25°C, А	Прямое падение напряжения на диоде Шоттки, В, при токе, А	Вид соединения транзистора и диода
Micro 8	IRF7521D1	20	N	135 при 4,5	2,4	0,5 при 1,5	Гальванически развязанное
	IRF7523D1	30		135 при 10			
	IRF7524D1	-20	P	270 при -4,5	-1,7		
	IRF7526D1	-30		270 при -10			
SO-8	IRF7421D1	30	N	35 при 10	6,4	0,42 при 1,5	Общий сток и катод
	IRF7422D2	-20		90 при -4,5		-4,6	
	IRF7321D2	-30	P	58 при -10	-5,3	0,5 при 3	Гальванически развязанное
	IRF7322D1	-20		58 при -4,5		-5,0	
TO-220	IRL3103D1	30	N	14 при 4,5	64	0,42 при 1,5	Параллельное
	IRL3103D2					0,5 при 3	
	IRL3303D1			26 при 10		38	
D2-pak	IRL3103D1S	30	N	14 при 4,5	64	0,42 В при 1,5	Параллельное
	IRL3103D2S					0,5 при 3	
	IRL3303D1S			26 при 10		38	

**Примечание:** компоненты, отмеченные заливкой, находятся в серийном производстве. Начало серийного производства остальных компонентов намечено на 1-й квартал 1998 г.

и их влияние на системы электропитания. В связи с этим фирма "International Rectifier" объявила о выпуске и дальнейшем расширении семейства FETKY™, представляющего собой комбинацию в одном корпусе мощного полевого транзистора с малым сопротивлением в открытом состоянии и быстродействующего диода Шоттки (таблица).

Необходимо отметить, что возможность такой интеграции возникла с появлением новой технологии производства мощных полевых транзисторов 5-го поколения, которую разработала и запатентовала фирма "International Rectifier". Новая технология позволила снизить число слоев маскирования с 6 до 4 при одновременном уменьшении толщины кремниевых переходов на 30—40%. В результате транзисторы 5-го поколения позволяют получить в 3 раза меньшее сопротивление в открытом состоянии по сравнению с транзисторами предыдущего поколения при одинаковой площади кристалла или же соответственно уменьшить площадь кристалла при том же сопротивлении.

Таким образом, упомянутые предпосылки позволили фирме "International Rectifier" впервые в мире наладить производство мощных полевых транзисторов 5-го поколения в одном корпусе с быстродействующим диодом Шоттки, положившее начало семейству FETKY.

Комбинация активного ключа с диодом находит широкое применение в силовой электронике. На рис.1—4 приведены лишь несколько примеров, иллюстрирующих широкие возможности указанного применения. Такие структурные схемы могут быть использованы в системах распределенного электропитания, в зарядных устройствах, в переносных электронных устройствах

с батарейным питанием, т.е. в сотовых телефонах, пэйджерах, ноутбуках, а также для электропитания мощных микропроцессоров семейства Pentium II и т.д.

Никоим образом не ограничивая другие возможности применения, хотелось бы остановиться подробнее на электропитании микропроцессоров. В ближайшее время предполагается увеличение рабочей частоты процессоров для настольных компьютеров до 500 МГц с одновременным увеличением потребляемого тока до 14 А [1]. При этом, для снижения рассеивания в микропроцессоре мощности потерь, необходимо одновременное снижение напряжения питания в перспективе до 2 В. Более того, микропроцессоры Pentium Pro и Pentium MMX корпорации "Intel" на разные частоты требуют собственное номинальное напряжение питания, которое задается самим процессором с помощью 4-х или 5-ти битового кода [2,3]. Во время перехода процессора от "спящего" режима в режим наивысшей производительности скорость изменения тока, потребляемого процессором, достигает 30 А/мкс. Если к сказанному добавить необходимость стабилизации напряжения питания в пределах  $\pm 3,5\%$  в условиях всех дестабилизирующих факторов, включая броски тока нагрузки, то становится ясным, какую непростую задачу приходится решать разработчикам системы электропитания. Для данного применения наибольшее распространение получили синхронные импульсные преобразователи, выполненные по структуре, приведенной на рис.4. Диод Шоттки в данной схеме проводит ток короткое время а моменты переключения и служит для снижения динамических потерь, поскольку частотные свойства внутреннего диода полевого транзистора гораздо хуже, чем у диода Шоттки.

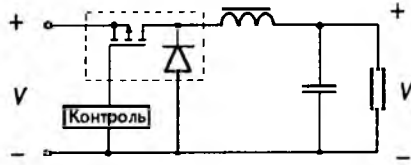


Рис.1. Понижающий регулятор постоянного напряжения

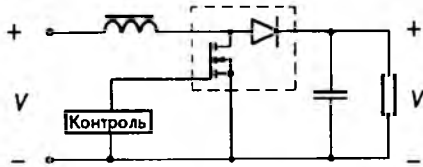


Рис.2. Повышающий регулятор постоянного напряжения

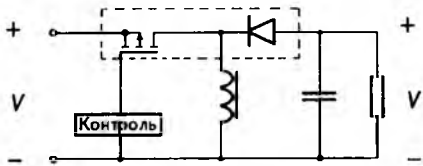


Рис.3. Инвертирующий регулятор постоянного напряжения

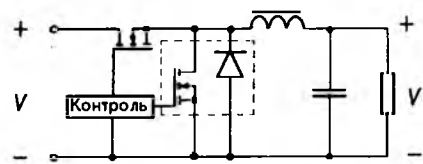


Рис.4. Синхронный регулятор постоянного напряжения с диодом Шоттки

Для облегчения адаптации компьютерных материнских плат под новые семейства микропроцессоров корпорация "Intel" предложила идею так называемых VRM (voltage regulator module) и сформулировала общие требования к ним, включая размеры, тип разъема, расположение выводов и т.д. [2]. Суть идеи заключается в том, что использование нового процессора с отличающимися от предыдущего требованиями по электропитанию не ведет к переработке всей материнской платы, а изменяется только VRM, который подстыкован к материнской плате через разъем. В настоящее время фирма "International Rectifier" разработала и испытала новый VRM серии IRVRM2 с использованием своих новейших транзисторов, оптимизированных для данного применения. Данный модуль удов-

летворяет требованиям по электропитанию микропроцессоров серии Pentium II с частотой 266 МГц и выше, обеспечивая максимальный ток нагрузки 13А. Рабочая частота преобразователя составляет 200 кГц. Минимальный КПД во всем диапазоне тока нагрузки при выходном напряжении 2,8 В не менее 80%. В качестве ШИМ контроллера используется микросхема RC5051 фирмы "Raytheon" с 5-ти битовым кодом установки выходного напряжения в диапазоне от 1,3 до 3,5 В. Общая стоимость компонентов, включая разъем, не превышает \$30.

Фирма "International Rectifier" выпустила демонстрационный набор для данного модуля, включающий:

- модуль VRM серии IRVRM2;
- комплект документации, содержащий принципиальную электрическую схему, перечень компонентов, чертежи и разводку печатной платы, результаты испытаний;
- дополнительные образцы мощных полевых транзисторов, используемых в данном модуле, с подробными справочными данными;
- дискету, содержащую в электронном виде всю перечисленную документацию.

Данный демонстрационный набор содержит всю необходимую информацию для производства и успешного применения модулей серии IRVRM2 в системах электропитания.

#### Список литературы

1. **Goodfellow S., Weiss D.** Designing Power Systems Around Processor Specifications//Electronic Design. 1997. Jan. 20. P.53—60.
2. **Pentium Pro Processor Power Distribution Guidelines.** Intel Corp., AP-523, 1995.
3. **Voltage Guidelines for Pentium Processors with MMX™ Technology.** Intel Corp., AP-580, 1997.

*Подробные справочные данные и дополнительную информацию по приведенным в статье компонентам семейства FETKY™ вы можете получить на WEB-сайте фирмы "International Rectifier" по адресу: <http://www.irf.com>. Заказы на заинтересовавшие Вас компоненты семейства FETKY и демонстрационные наборы для модулей VRM серии IRVRM2 направляйте на адрес АО "Компэл" — официального дистрибьютора фирмы "International Rectifier".*

Журнал "Электротехника" распространяется по подписке — через АРЗИ (г.Москва) по объединенному каталогу Департамента почтовой связи Министерства связи Российской Федерации. Подписной индекс — 71111 (подписка на полугодие) и 88802 (подписка на весь 1998 г.).

Подписаться на журнал можно также и в редакции журнала по адресу, Москва, Зоологическая ул., д. 11, комн. 213, тел. 254-11-52.

В редакции можно купить и отдельные номера за прошлые и нынешний годы.

## Совещание "Эксплуатация, качество и надежность ограничителей перенапряжений 0,5—35 кВ"

Совещание состоялось с 6 по 8 октября 1997 г. в Санкт-Петербурге. Оно проводилось по инициативе Департамента электрических сетей Российского общества энергетики и электрификации (РАО "ЕЭС России"), АООТ "НИИ электрокерамики" (НИИЭК), АООТ "Корниловский фарфоровый завод" (бывший завод "Пролетарий") при поддержке и содействии Петербургского энергетического института повышения квалификации Минтопэнерго.

Доклады и сообщения были представлены из РАО "ЕЭС России", ЭСП, ОРГРЭС, АООТ НИИ "Электрокерамика", АООТ "Корниловский фарфоровый завод" (КФЗ), Петербургского энергетического института повышения квалификации, Регионального Совета по вопросам электромагнитной совместимости технических структур и биологических объектов, Санкт-Петербургского и Новосибирского государственных технических университетов, НПО "Стример".

В прениях приняли участие представители этих организаций, ряда энергосистем России, СНГ, отраслевых институтов, вузов, заводов-изготовителей ОПН.

Заслушав и обсудив доклады и сообщения, совещание констатировало, что:

- в сетях средних классов напряжения, работающих главным образом в режиме с изолированной и резонансно-заземленной нейтралью, имеет место высокая аварийность электрооборудования и линий вследствие воздействия на их изоляцию грозовых и внутренних перенапряжений;
- в ряде сетей, например в сетях собственных нужд электростанций, кабельных сетях, сетях генераторного напряжения, установлены вентильные разрядники различных групп по ГОСТ 16357-83, в то же время характеристики этих аппаратов не скоординированы с характеристиками изоляции — пробивные и остающиеся напряжения разрядников значительно выше испытательного напряжения электродвигателей, генераторов и синхронных компенсаторов;
- вентильные разрядники классов напряжения до 35 кВ рассчитаны на защиту от грозовых перенапряжений и потому специально отстроены от большинства внутренних перенапряжений, обладающих большой запасенной электромагнитной энергией, вследствие чего

сети до 35 кВ в настоящее время практически не имеют защиты от внутренних перенапряжений;

- применение ОПН низких и средних классов напряжения в энергосистемах, в системах электроснабжения промышленности, сельского хозяйства, коммунального хозяйства городов, электрифицированного и неэлектрифицированного транспорта и др. до настоящего времени не отражено ни в проектах, ни в методических соответствующих документах;
- отсутствует научно-обоснованная стратегия режима заземления нейтрали;
- требуется внедрение более надежных и экономически целесообразных схем грозозащиты и защиты от внутренних перенапряжений изоляции электрических сетей до 35 кВ; одним из основных элементов такой защиты могут являться новейшие защитные аппараты — нелинейные ограничители перенапряжений.

Анализ опыта эксплуатации нелинейных ограничителей перенапряжений (ОПН), установленных в сетях энергосистем и ряда промышленных предприятий, показывает, что необоснованный выбор места и количества подключений к сети аппаратов, а также неправильная их эксплуатация могут привести к:

- повреждению самих ограничителей;
  - отключению и простоя части электрической сети;
  - повреждению различных видов электрооборудования, находящихся вблизи ОПН.
- Во избежание этого участники совещания рассмотрели некоторые аспекты размещения и эксплуатации ограничителей, направленные на повышение надежности ОПН и защищаемого участка сети в целом:
- способы подключения ОПН к сетям;
  - выбор сечения плавкой вставки предохранителей для подключения ОПН 0,5–35 кВ к сетям;
  - выбор места установки ОПН;
  - необходимость контроля работы ОПН в эксплуатации;
  - недопущение нарушения условий работы ограничителей перенапряжений ОПН средних классов напряжения в эксплуатации;
  - стратегия замены вентильных разрядников 0,5–35 кВ соответствующими ограничителями перенапряжений.

**Совещание решило:**

1. Принять к сведению, что АООТ "НИИЭК" и АООТ "КФЗ" готовы по согласованным с заказчиком техническим условиям выбрать и поставить ограничители перенапряжений низких и средних классов напряжения (0,5—35кВ), необходимые для энергосистем и других отраслей промышленности страны.

2. Принять к сведению, что АООТ "НИИЭК" совместно с ПЭИПК Минтопэнерго разработало методику выбора ограничителей перенапряжений до 35 кВ в зависимости от структуры сетей.

3. Внимательно изучить необходимость поставки ограничителей перенапряжений до 35 кВ в комплекте с приборами диагностического контроля.

4. Считать необходимым организацию регионального сервисного обслуживания ОПН низких и средних классов напряжения.

5. Поддержать инициативу ПЭИПК в подготовке программы повышения квалификации работников различных отраслей, эксплуатирующих ОПН до 35 кВ.

6. Обратиться в Минтопэнерго Российской Федерации с просьбой о включении в ПУЭ материалов по применению ОПН различных классов напряжения, в том числе для сетей низких и средних классов напряжения.

7. Призвать электриков всей страны пересмотреть режимы заземления нейтрали сетей 0,5—35 кВ и применять электротехническое оборудование, в том числе ОПН, отечественного производства.

**Г.М.Иманов, А.И.Таджибаев,**  
**кандидаты техн.наук,**  
**Ф.Х.Халипов, доктор техн.**  
**наук**

2 — 6 февраля 1998 г. в Москве состоялась 5-я международная выставка "Электротехническое оборудование", организованная МЭО "Интерэлектро", МА "Интерэлектромаш" и МА "АССЭЛА".

**В работе выставки приняли участие:**

Фирма "Робби" (Москва, Россия), ОАО "Заход электродвигатель" (г. Кемерово, Россия), "Жемон индустри" (Франция), АО "Элсиб" (г. Новосибирск, Россия), АО "Сафоновский электромашиностроительный завод" (Россия), "Ансальдо-ВЭИ" (Италия-Россия), Минский электротехнический завод им. Козлова (Беларусь), "Изома-ЕАД-Руссе" (Болгария), "Инвест-импорт" (Югославия), Лунинецкий завод "Полесь-электромаш" (Беларусь), Кореневский завод низковольтной аппаратуры (Курская обл., Рос-

сия), НТЦ "Приводная техника" (Москва, Россия), АО "Элинар" (г.Наро-Фоминск, Россия), НПК "РЭЛКО" (Москва, Россия), ООО "Электровыпрямитель" (г.Саранск, Россия), ОАО "Амуркабель" (г.Хабаровск, Россия), магазин "Кабель" (Москва, Россия), ЗАО "Героскабель" (г.Пермь, Россия), ОАО "Тулаэлектропривод" (Россия), ОАО "Электромаш" (г.Тирасполь, Молдова), ООО "Энергобазис" (Москва, Россия), Опытный завод ВЭИ (Москва, Россия), ОАО "Автоматика" (г.Тула, Россия), "АББ Индустри и Стройтехника" (Москва, Россия), ОАО "Электроагрегат" (г.Курск, Россия), ООО "Завод Элласт" (Беларусь), МГК "ЭЛАРП" (Москва, Россия), ОАО "Электромодуль" (Беларусь), АО "Подольсккабель" (Россия), Гомельский завод "Электроаппаратура" (Беларусь), концерн "Энергия" (г.Воронеж, Россия).

**С 6 по 10 июля 1998 г. в Москве, в выставочном комплексе  
на Красной Пресне будет работать  
7-я международная выставка "Электро-98"**

## Рецензия на книгу Попова В.И., Ахунова Т.А., Макарова Л.Н. "Современные асинхронные электрические машины: Новая Российская серия RA". М.: Изд-во "Знак", 1997.

Создание и промышленное освоение в России новых современных серий асинхронных машин мощностью до 100 кВт с показателями мирового уровня электромашиностроения — актуальная и важная проблема не только для электротехнической промышленности, но и для всего народного хозяйства страны, так как такие асинхронные машины составляют основу современного электропривода машин и механизмов практически во всех отраслях народного хозяйства и именно в них страна испытывала после развала СССР до последнего времени острую потребность. Поэтому следует признать своевременным выпуск рецензируемой книги, обобщающей опыт разработки предшествующих общесоюзных серий асинхронных двигателей и показывающей основные результаты масштабного комплекса работ по созданию и освоению на Ярославском электромашиностроительном заводе (ОАО "ЯЭМЗ" — ELDIN) новой Российской серии RA мощностью до 100 кВт на всех высотах оси вращения от 71 до 280 мм.

Материал книги, содержащей шесть глав, базируется как на опыте создания отечественных серий асинхронных двигателей, так и на опубликованных результатах научно-исследовательских, конструкторско-технологических, экспериментальных работ и изобретений авторов, принятых и реализованных при создании серии RA.

В первой главе "Общие сведения об асинхронных машинах и основы их теории", носящей вводный характер, показаны этапы развития асинхронных машин с изобретений Г.Феррариса, Н.Тесла двухфазных и М.О.Доливо-Добровольского трехфазной машины. С использованием общеизвестной Т-образной схемы замещения по векторным, энергетическим диаграммам и электромеханическим характеристикам исследованы свойства и особенности режимов работы асинхронной машины двигателем, генератором и электромагнитным тормозом; дано описание асинхронных одно-машинных преобразователей частоты с двумя разнополюсными рабочими полями в общем (совмещенном) магнитопроводе. Приведены сведения по выпуску отечественных серий асинхронных машин и показаны тенденции их развития с учетом достижений отечественного и зарубежного электромашиностроения.

Глава вторая "Основные принципы построения новой серии RA асинхронных машин мощностью до 100 кВт" посвящена изложению принципов организационно-технической системы

разработки и освоения на ОАО "ЯЭМЗ" — ELDIN новой серии RA, особенностей ее построения по критерию объединения на одном наружном диаметре сердечника статора нескольких высот оси вращения; даны ряды мощностей серии, спроектированных по нормам SENELEC и ГОСТ. Показана эффективность принятых при создании серии RA новых технических решений по усовершенствованию конструкции и магнитопровода: использование алюминиевых станин экструзионной технологии изготовления для машин с высотами оси вращения 71—132 мм и чугунных для старших высот 160—280 мм с горизонтально-вертикальным оребрением; применение для всех габаритов серии станин со съемными привертными лапами с возможностью их фиксации по четырем направлениям; решение вопросов технической эстетики, дизайна и внешней отделки с технологической обработкой единого современного конструкторского стиля и цветовой отделки для машин серии RA всех высот оси вращения; новые конфигурации форм пазов короткозамкнутого ротора — закрытые и чередующиеся двух различных форм, поперечных сечений и индуктивностей рассеяния. На базе основного общепромышленного исполнения серии с короткозамкнутым ротором созданы различные модификации и специализированные исполнения, в том числе и нетрадиционные, машин для регулируемого электропривода. Показана технологическая подготовка производства при создании и освоении новой серии.

В главе третьей "Усовершенствованные и новые схемы трехфазных обмоток асинхронных машин серии RA", содержащей, в основном, оригинальный материал по исследованиям и изобретениям авторов, сформулированы основные принципы формирования  $m=3$ -фазных обмоток и метод их исследования по многоугольникам МДС. Для обмоток с целыми числами  $q=z/(2pt)$  пазов на полюс и фазу показаны схемы с улучшенными электромагнитными свойствами и пониженным расходом обмоточного медного провода: однослойные цепные с укороченным (нечетным) шагом катушек по пазам при  $2m=6$  и  $4m=12$  фазных зонах, концентрические с несплошными и симметрированными фазными зонами; двухслойные с неравновитковыми концентрическими катушками при одинаковом заполнении обмоткой всех пазов сердечника. Предложены и исследованы новые высокоэффективные и технологичные схемы трехфазных

дробных симметричных обмоток со значительно (до 60%) улучшенным гармоническим составом МДС. Показаны особенности формирования схем обмоток для совмещенных электрических машин по условиям устранения взаимоиндуктивных связей между разнополюсными обмотками совмещенного магнитопровода, принципы формирования и схемы электрически совмещенных трехфазно-многофазных обмоток, заменяющих отдельные двигательную и генераторную разнополюсные обмотки ротора в асинхронных одномашинных преобразователях частоты при снижении на 35—40 % расхода обмоточного провода и изоляционных материалов.

В главе четвертой "Новые методы расчетных, оптимизационных и экспериментальных исследований машин серии RA" изложены особенности оптимального проектирования машин новой серии с учетом их конструктивных и схемных отличий. В ней показаны: элементы матричного метода анализа обмоток по структурным матрицам, позволяющего по общим алгоритмам исследовать любые электромашины обмотки и определять их электромагнитные параметры с возможностью автоматизации процесса исследования; определение электромагнитных параметров рассеяния трехфазных и многофазных обмоток по многоугольникам МДС и их оптимизация для обмоток с неравновитковыми катушками по условию минимизации коэффициента дифференциального рассеяния в зависимости от показателя неравновитковости катушек  $x$ ; расчеты индуктивных сопротивлений обмоток с неравновитковыми катушками и оптимизация параметров короткозамкнутого ротора для трехфазных двухскоростных лифтовых АД и роторов с новыми формами чередующихся пазов; методики расчетов магнитной цепи трехфазных двухскоростных АД с учетом потока рассеяния статора и электромагнитных расчетов совмещенных электрических машин с двумя разнополюсными рабочими полями в общем магнитопроводе, проиллюстрированные примерами расчетов; новый метод экспериментального определения для асинхронных машин индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток по T-образной схеме замещения и специальным образом преобразованной векторной диаграмме.

В пятой главе "Исследование динамических электромагнитных процессов асинхронных машин серии RA" показано математическое моделирование электромагнитных процессов асинхронных машин универсальным методом зубцовых контуров (МЗК), позволяющим учитывать в исследованиях факторы нелинейности магнитопровода, зубчатости сердечников и их взаимное перемещение, дискретность распределения обмоток любого вида в пазах, эффекты вытеснения тока в короткозамкнутых роторных стержнях. Для машин серии RA с использованием

такой математической модели исследованы: пусковые характеристики трехфазных АД с короткозамкнутым ротором при различных конфигурациях равномерных и чередующихся пазов; динамические электромагнитные процессы трехфазных двухскоростных лифтовых АД с новой дробной неравновитковой тихоходной обмоткой; электромагнитные процессы трехфазных асинхронных одномашинных преобразователей частоты 50/200 Гц с совмещенной трехфазно-многофазной обмоткой фазного ротора.

В главе шестой "Показатели и технический уровень асинхронных двигателей новой серии RA" приведены технические показатели машин основного исполнения серии RA с короткозамкнутым ротором, показатели технического уровня и качества АД серии RA в сравнении с лучшими зарубежными и отечественными аналогами трехфазных АД по энергетическим и виброакустическим характеристикам, массогабаритным показателям. Показаны конкурентоспособность, высокая степень экономической эффективности машин серии RA, соответствие их показателей мировым стандартам электромашиностроения, позволяющих широко поставлять машины серии RA на отечественный рынок и успешно экспортировать их в промышленно-развитые страны мира.

Представленные в книге материалы теоретических и практических исследований по созданию и освоению промышленного производства на Ярославском электромашиностроительном заводе первой в России серии асинхронных машин показывают эффективность принятых и реализованных в серии новых технологически, технических, расчетных решений, соответствующих мировому уровню электромашиностроения. Заложенные в основу серии RA принципы построения позволяют осуществлять дальнейшее ее усовершенствование путем расширения модификаций и создания новых специализированных исполнений, осваивать старшие высоты оси вращения  $H=315\div 355$  мм.

Систематизируя комплекс работ создания и освоения новой серии RA, книга-монография изложена ясным и технически доступным языком, методически хорошо построена, богато иллюстрирована, хорошо издана и ознакомление с ней специалистов-электромехаников поможет в решении ряда актуальных задач создания современных серий электрических машин переменного тока. Ее можно использовать также при подготовке в вузах специалистов в области современной электромеханики.

Книга предназначена для научных, инженерно-технических работников и студентов электротехнических вузов, специализирующихся в области разработки, производства, эксплуатации и ремонта электрических машин переменного тока.

**П.П.Копылов, доктор техн.наук, проф.**

# НАШИ ЮБИЛЯРЫ

ВЛАДИЛЕН ЯКОВЛЕВИЧ ЧАРОНОВ

(к 60-летию)

29 марта 1998 г. исполнилось 60 лет главному энергетику, начальнику отдела Акционерного общества "Татнефть" (1982), кандидату технических наук (1995), академику Международной академии наук экологии, безопасности человека и природы (1996), заслуженному энергетику России (1994), заведующему кафедрой "Электротехники и электрификации нефтегазовых производств" Альметьевского нефтяного института (1993) Владилену Яковлевичу Чаронову.

В.Я.Чаронов окончил Куйбышевский политехнический институт в 1970 г. Вся трудовая его деятельность неразрывно связана с АО "Татнефть", где он прошел путь от электромонтера НГДУ "Бавлынефть" (1957), одного из руководителей энергетической службы НГДУ "Альметьевнефть" (1962—1971), главного энергетика НГДУ "Ямашнефть" (1971—1982) до главного специалиста одного из крупнейших в мире нефтедобывающих комплексов — АО "Татнефть".

В.Я.Чаронов является ведущим ученым и организатором в области систем надежного и бесперебойного энергоснабжения нефтегазодобывающих комплексов России и стран СНГ. Им впервые в мировой практике разработана концепция автоматизированного управления энергоснабжением нефтегазодобывающих комплексов, предусматривающая приближение режима потребления энергоресурсов к оптимальному уровню для принятых систем разработки месторождений и комплексов технологического оборудования. Для ее реализации при непосредственном участии В.Я.Чаронова и под его научно-техническим руководством создан комплекс оборудования: универсальная система инженерных электрических коммуникаций для обустройства скважин, оптимальные системы регулируемого электропривода скважинных насосов, специальные малооборотные электродвигатели, обеспечивающие непрерывную эксплуатацию малодобитных скважин, устройства компенсации реактивной мощности и потерь напряжения в промышленных распределительных электрических сетях, система телекоммуникаций работы нефтяных скважин с использованием линий электропередачи напряжением 6(10) кВ в качестве физической линии связи,



экологически чистая электротехнология добычи вязкой и парафинсодержащей нефти, алгоритмы программы, обеспечивающие функционирование систем энергоснабжения в режиме активного кибернетического комплекса, участвующего в метрологическом обеспечении и оптимизации технологических процессов добычи нефти.

Под руководством В.Я.Чаронова создана система внешнего электроснабжения АО "Татнефть", сбалансированная и взаимосвязанная с основными энергетическими системами России. При этом впервые в СССР были применены внешние сети напряжением 110 кВ и внутренние электрические сети напряжением 10 кВ. В содружестве с Минским электротехническим заводом созданы комплексные автоматизированные трансформаторные подстанции для электроснабжения добычных установок с электроцентробежными насосами. Создана центральная диспетчерская службы энергоснабжения АО "Татнефть", координирующая взаимодействие с АО "Татэнерго", "Башэнерго", "Удмуртэнерго", "Куйбышевэнерго", "Тюменьэнерго".

Проведена реконструкция системы электроснабжения Лангепасско-Покачаевского региона Тюменской области, позволившая значительно снизить аварийные отключения и потери добычи нефти. Предвидя опережающий рост цен на энергоснабителя, В.Я.Чаронов в 80-е годы принял решение об ускоренном внедрении в АО "Татнефть" автоматизированной системы учета и контроля энергоресурсов, включая электронные системы коммерческого и технического учета электропотребления. В 90-е годы это позво-

лило снизить долю энергетических затрат в структуре себестоимости нефти более, чем в 2 раза.

Работы В.Я.Чаронова получили широкое признание за рубежом. В результате советско-польского сотрудничества с его участием созданы комплектные трансформаторные подстанции 35/6(10) кВ, позволившие максимально индустриализовать строительно-монтажные работы при обустройстве и эксплуатации нефтяных месторождений. В.Я.Чаронову присвоено звание Заслуженный работник Польской народной республики.

Для обеспечения надежного и безаварийного функционирования энергетического комплекса АО "Татнефть" на территории 22-х нефтеносных районов Республики Татарстан по инициативе В.Я.Чаронова созданы специализированные предприятия АЦБПО ЭПУ, ЦБПО РЭТО и РНУ СНЭРС, осуществляющие весь комплекс строительства, наладки, технического обслуживания и ремонта энергетического оборудования Акционерного общества. Создан комплекс технологий, обеспечивающих экологическое равновесие и сохранение природных ресурсов, в том числе технология изготовления кабеля и гранулированного кабельного полиэтилена из сырья, получаемого при разделке бывших в употреблении кабелей электропгружных установок, технология утилизации бывших в употреблении алюминиевых проводов, технология разложения изоляции типа "Монолит" и др. Внедрение этих технологий позволило не только улучшить экологическую обстановку в нефтедобывающих районах, но и создать новые рабочие места.

За работу "Создание и освоение производства эмалированных проводов из меди изолированных кабелей ЭПУ" В.Я.Чаронов в 1991 г. удостоен премии Миннефтегазпрома СССР.

В.Я.Чаронов успешно сочетает производственную научную и педагогическую деятельность. Он автор 130 научных работ, в том числе монографии и 32 авторских свидетельств и патентов. На возглавляемой им кафедре ведется целевая подготовка специалистов для производств нефтедобывающего комплекса и сервисных научно-производственных структур, ежегодно защищают дипломы более 50 специалистов энергетических служб.

# ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ДЛЯ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

ЗАО "КОМПЭЛ" более пяти лет специализируется на продаже электронных компонентов для разработки, производства и ремонта электронного оборудования

На складах фирмы постоянно в наличии **более 10000 наименований различных электронных компонентов: микросхем, транзисторов, конденсаторов, реле и других изделий зарубежного и отечественного производства.**

Являясь дистрибьютором в России ряда зарубежных производителей электронных компонентов, ЗАО "КОМПЭЛ" имеет возможность регулярно поставлять продукцию этих фирм по низким ценам.

**International Rectifier** одна из фирм, официальным дистрибьютором которой является ЗАО "КОМПЭЛ", производит:

- Полевые транзисторы и модули;
- IGBT-транзисторы и модули;
- Диоды Шоттки;
- Интегральные схемы управления транзисторами (драйверы);
- Микроэлектронные реле;
- Силовые модули

**International Rectifier** является признанным лидером в области производства мощных микроэлектронных приборов на мировом рынке. Компания комплексно рассматривает вопросы преобразования энергии, для чего выпускает законченный ряд компонентов. Их ассортимент достаточен для создания вторичных источников питания, устройств электронного пуска люминисцентных и галогеновых ламп, сварочного оборудования, схем управления электрическими двигателями, приводами, механизмами и т.д.

Продукция компании аттестована по международному стандарту ISO 9000(ГОСТ 40.9001-88).

В настоящее время ЗАО "КОМПЭЛ" имеет самый большой склад продукции **International Rectifier** в России и осуществляет техническую поддержку, обеспечивая по всей номенклатуре каталогами справочными листами и рекомендациями по применению.

109044 Москва, а/я 19  
тел.(095) 243-5478, 921-1725  
факс (095) 923-6442, 243-5546  
E-mail: compel@compbb.msk.ru

Электронные компоненты  
 **Компэл**

Редактор отдела О.В. Кунавина  
Научный редактор Л.А. Романова  
Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 02.02.98. Подписано в печать 13.03.97. Формат 60×88 1/8  
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 31

Мокет выполнен и спеченан в АООТ «Электропривод»  
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, к. 3



**ВАО «Нижегородская ярмарка»  
приглашает  
на специализированную выставку**

## **«ЭЛЕКТРОТЕХНИКА»**

### **Тематика выставки:**

- Оборудование для производства электротехнических изделий;
- Новые материалы в электротехнике;
- Лампы люминесцентные и накаливания;
- Кабельная продукция и монтажные провода;
- Щиты электрические, автоматические выключатели;
- Электросчетчики трех- и однофазные;
- Электроустановочные изделия и изоляционные материалы;
- Электромонтажный инструмент;
- Электросварочное оборудование;
- Электроаппаратура для судов и электротранспорта;
- Энергетические установки, аккумуляторы;
- Средства автоматики и телемеханики;
- Приводы, средства управления и автоматического регулирования;
- Изделия электронной техники.

**В рамках выставки планируется проведение пресс-конференций, целевых семинаров, презентаций с участием российских и зарубежных фирм. Ход выставки будет освещаться российскими теле- и радиокомпаниями.**

**8–12 июня 1998 г.  
НИЖНИЙ НОВГОРОД**

**Контактные телефоны:**  
/8312/ 34-55-88, 34-56-92  
**Факс:**  
/8312/ 34-56-74, 34-55-68  
**E-mail:** [ievin@yarmarka.ru](mailto:ievin@yarmarka.ru)  
<http://www.yarmarka.ru>

**Московское представительство:**  
Телефон: /095/ 915-05-35  
Факс: /095/ 915-75-62