

07

ISSN 0013-5860

Э *ЭЛЕКТРОТЕХНИКА* **8 2004**



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

УЧРЕДИТЕЛИ

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

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

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

Содержание журнала можно бесплатно получить
в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организо-
ванную в Московском физико-техническом институте.
Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Подписаться на журнал можно в почтовых отде-
лениях связи по объединенному каталогу Депар-
тамента почтовой связи. Подписной индекс —
71111.

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

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

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника»
обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения
авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция
ответственности не несет.

Рукописи статей не возвращаются.

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

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: 361-95-96

Почтовый адрес редакции: 123242, Москва, п/я 32.

E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина.
Научный редактор Л.А. Романова.
Редакторы Т.В. Штанько, З.П.Фёдорова

Сдано в набор 24.05.2004. Подписано в печать 07.07.2004. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 106

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

© «Электротехника», 2004 г.

СОДЕРЖАНИЕ

ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

- Быструев А.К. Формирование переходного восстанавливающегося напряжения при коммутационных испытаниях выключателей высокого напряжения ... 2
- Перцев А.А., Рыльская Л.А. Вакуумные дугогасительные камеры на 35 кВ разработки ВЭИ 6

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Богуславский И.З. Метод расчета экрана на полюсных наконечниках низкочастотного двигателя 11
- Алиев И.И., Беспалов В.Я., Вильданов К.Я., Забора И.Г. Генераторно-трансформаторный агрегат для работы в автономных системах электроснабжения 18

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Кроль И.А., Аронзон А.Н. Влияние особенностей функционирования шагового электродвигателя на долговечность зубчатых передач редуктора привода 22
- Кроль И.А., Аронзон А.Н. Разработка методики оценки надежности электроприводов механизмов, содержащих зубчатый редуктор 26

ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ

- Бурман А.П., Розанов Ю.К., Шакарян Ю.Г. Перспективы применения в ЕЭС России гибких (управляемых) систем электропередачи переменного тока . 30

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

- Власов А.Б. Диагностическая модель тепловизионного контроля высоковольтных вводов с конденсаторным типом изоляции 36

МАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ

- Волокитина Е.В., Шалагинов В.Ф. Опыт использования постоянных магнитов неодим-железо-бор в ручном электроприводе для медицины 41
- Яковлев Л.С., Нестерин В.А., Макаров Д.А. Влияние нагрева на процессы намагничивания и стабильность постоянных магнитов Nd-Fe-B в частично разомкнутых цепях 45
- Шмелёв В.Е., Сбитнев С.А. Пространственно-фазовое моделирование электромеханических процессов в машинах с постоянными магнитами в системе FEMLAB 50
- Горбатенко Н.И., Ланкин М.В. Информационно-измерительная система для испытания постоянных магнитов 55

ЭЛЕКТРОПОДВИЖНЫЙ СОСТАВ

- Сорин Л.Н. Выбор рациональных параметров фильтров эпс постоянного тока с асинхронными тяговыми двигателями 58

CONTENTS

HIGH-VOLTAGE APPLICATIONS

- Bystruev A.K. Forming of transient recovery voltage at breaking tests of HV circuit-breakers 2
- Pertcev A.A., Rylskaya L.A. Vacuum arc chute on 35 sq of development VEI 6

ELECTRIC DRIVE

- Boguslavskii I.Z. Method of calculation of screen on pole pieces of audio frequency engine 11
- Aliyev I.I., Bepalov V.Ya, Vildanov K.Ya, Zabora I.G. Generator-transformer aggregate for operation in off-line systems of power supply 18

ELECTRIC DRIVE

- Krol I.A., Aronzon A.N. The influence of step-by-step electric motor functioning on durability of electric drive gears 22
- Krol I.A., Aronzon A.N. The method of reliability estimation for a mechanism containing electric drive connected to gear reducer 26

ELECTRICAL SUPPLY

- Burman A.P., Rozanov Yu.K., Shakarayn Yu.G. Prospects of using in EES Russia flexible (operated) systems electricity transmission alternating current .. 30

RESEARCH AND CALCULATIONS

- Vlasov A.V. Diagnostic model of termovision testing high-tension transformer unsulator with capacitor type of the insulation 36

MAGNETIC SURVEY

- Volokitina E.V., Shalaginov V.F. Experience of use of permanent neodymium-iron-boron magnets in manual electric drive for medicine 41
- Yakovlev L.S., Nesterin V.A., Makarov D.A. Spatially-phase simulation of electromechanical processes in machines with permanents magnets in FEMLAB system 45
- Shmelev V.E., Sbitnev S.A. Spatially-phase simulation of electromechanical processes in machines with permanents magnets in FEMLAB system 50
- Gorbatenko N.I., Lankin M.V. Pick-up-Information system for testing the constant magnets 55

ELECTROMOBILE TRAIN

- Sorin I.N. Choosing rational parameters of the filters for d.c. electric vehicles with asynchronous traction motors 58

Формирование переходного восстанавливающегося напряжения при коммутационных испытаниях выключателей высокого напряжения

БЫСТРУЕВ А.К.

Приведены нормированные характеристики ПВН: двух- и четырёхпараметрическая. Проведены исследования стандартных схем формирования ПВН. Получены уточнённые формулы для выбора значений элементов схем формирования ПВН.

Normalized TRV characteristics are given for 2-parametric and 4-parametric circuits. Investigations of standard circuits for TRV forming are carried out. Is presented refined formulas for estimation parameters of elements in the TRV forming circuit.

Переходное восстанавливающееся напряжение (ПВН) является одним из основных факторов, определяющих отключающую способность выключателей высокого напряжения. Согласно современным представлениям отключение цепи переменного тока подразделяется на две стадии: стадию горения дуги – от момента размыкания контактов до момента последнего перехода тока через нуль и стадию гашения дуги – за переходом тока через нуль, когда кривая восстанавливающейся прочности лежит выше кривой ПВН.

Нормативные документы (ГОСТ 687-78 Е, стандарт МЭК 62271-100) строго регламентируют ПВН, которое должны выдерживать выключатели при отключении различных значений токов КЗ (по отношению к номинальному току отключения выключателя). Нормированные характеристики ПВН (в виде условной граничной линии и линии запаздывания) задаются: 1) двумя параметрами – u_c и t_3 , а также координатами u' и t_d , определяющими линию запаздывания (рис.1,а); 2) четырьмя параметрами – u_1 , u_c , t_1 , t_2 , а также координатами u' и t_d , определяющими линию запаздывания (рис.1,б). Применение нормированных характеристик ПВН в соответствии с требованиями ГОСТ 687-78 Е поясняется табл.1.

В табл.1 приведены нормированные значения коэффициента амплитуды K_a кривой ПВН и коэффициента первого гасящего полюса $K_{п.г}$. При этом

$$K_a = \frac{u_c}{K_{п.г} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_{н.р}} \quad (1)$$

где u_c – пик ПВН; $U_{н.р}$ – наибольшее рабочее напряжение выключателя.

Таким образом, при коммутационных испытаниях выключателей необходимо воспроиз-

Таблица 1

Применение двух или четырёх параметров в зависимости от номинального напряжения выключателя

Ток отключения, % $I_{о.ном}$	Номинальное напряжение выключателя $U_{но}$, кВ		K_a	$K_{п.г}$ при $U_{ном}$, кВ	
	до 35 вкл.	110 и выше		до 35 вкл.	110 и выше
100	2 параметра	4 параметра	1,4	1,5	1,3
60			1,5		
30			1,5		

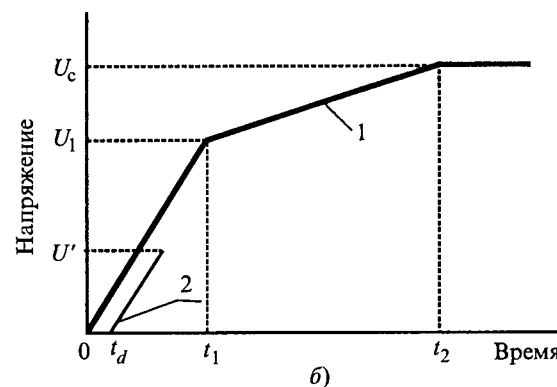
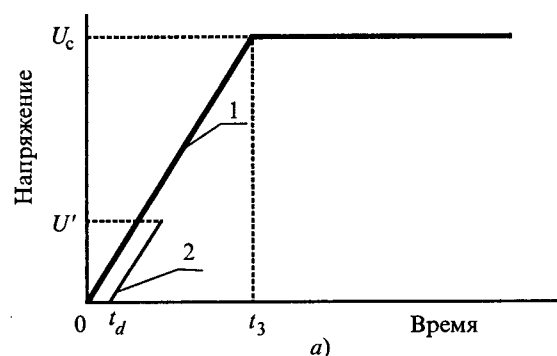


Рис.1. Нормированные характеристики ПВН, определяемого двумя (а) и четырьмя (б) параметрами:

1 – условная граничная линия ПВН; 2 – линия запаздывания ПВН (параллельная граничной линии)

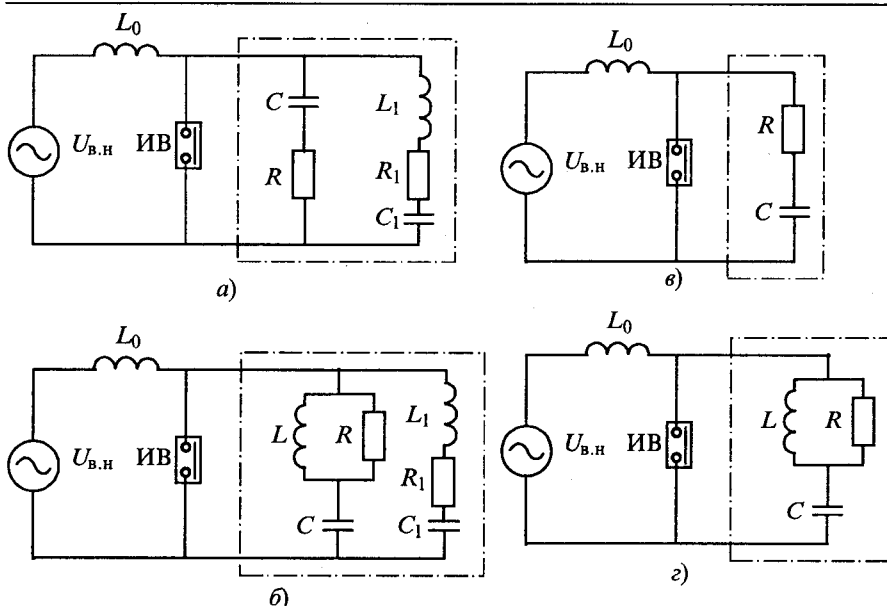


Рис.2. Схемы формирования ПВН:
а – схема 1; б – схема 2; в – схема 3; г – схема 4

дить двух- и четырёхпараметрические кривые ПВН с коэффициентами амплитуды 1,4 (отключение тока $I_{0,ном}$) и 1,5 (отключение токов 0,3 и $0,6I_{0,ном}$) [1–3].

На рис.2 показаны рекомендованные ГОСТ 687-78 Е три схемы формирования нормированных кривых ПВН. Схемы 1 и 2 формируют четырёхпараметрические, а схема 3 – двухпараметрическую кривые ПВН. В отдельных случаях схема 3 может применяться для формирования кривой ПВН, заменяющей четырёхпараметрическую (п. 7.6.5.2 ГОСТ 687-78 Е).

Рекомендованные ГОСТ 687-78 Е схемы разработаны и исследованы около 30 лет назад. За прошедшее время накоплен значительный опыт применения указанных схем в практике коммутационных испытаний выключателей. Появились новые методы исследований, значительно повышающие эффективность поиска оптимальных значений элементов схем.

Расчёты кривых ПВН, формируемых рекомендованными стандартом схемами, проведены с использованием метода встречного тока и системы схемотехнического моделирования Micro-Cap V [4]. ПВН определялось методом численного интегрирования как реакция пассивной схемы (см. рис. 2) на ввод синусоидального тока, равного отключаемому. Сначала элементы схем рассчитывались в соответствии с рекомендациями ГОСТ 687-78 Е, затем на основе физических представлений значения элементов схем варьировались таким образом, чтобы получить минимальные отклонения кривых ПВН от нормированных характеристик.

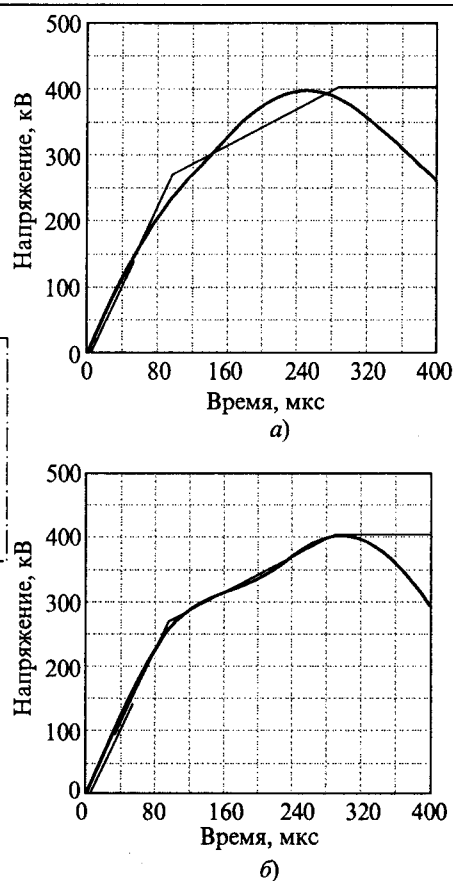


Рис.3. Кривые формирования ПВН, воспроизводимые стандартной схемой 1

Проведён анализ результатов расчётов, показавший, что если следовать рекомендациям стандарта, то кривые ПВН имеют несколько заниженные коэффициенты амплитуды. Кроме того, за счёт оптимизации значений коэффициентов можно добиться лучшего приближения к нормированным формам ПВН.

В результате проведённых исследований изменены коэффициенты для выбора элементов стандартных схем. Действующие в настоящее время коэффициенты приведены в табл.1 приложения 6 ГОСТ 687-78 Е. Итогом наших исследований являются коэффициенты, приведенные в табл.2 настоящей статьи.

На рис.3 показаны примеры кривых ПВН при использовании для выбора элементов стандартной схемы 1 коэффициентов ГОСТ (рис.3,а) и приведенных в табл.2 (рис.3,б). Рассматривался режим отключения выключателем на номинальное напряжение 220 кВ тока КЗ, составляющего 0,6 номинального тока отключения 40 кА. Дугогасительные контакты полюсов находятся не в общем кожухе. В этом случае напряжение источника питания должно быть равно нормированному полюсному ($U_{в.н}$) возвращающемуся напряжению (п. 7.6.4.3 ГОСТ 687-78 Е):

$$U_{в.н} = K_{п.г} \frac{U_{н.р}}{\sqrt{3}} = 1,3 \frac{252}{\sqrt{3}} = 189 \text{ кВ.} \quad (2)$$

Расчётные схемы соответствовали рис.2 настоящей статьи (схема 1). Индуктивность КЗ

$$L_0 = \frac{U_{в.н}}{I_{о.ном} \cdot 0,6 \omega_{п}} = \frac{189}{40 \cdot 0,6 \cdot 314} \cdot 10^3 = 25,1 \text{ мГн,} \quad (3)$$

где $I_{о.ном}$ – номинальный ток отключения выключателя, кА; $\omega_{п}$ – круговая промышленная частота.

В соответствии с табл.1 приложения 6 ГОСТ 687-78Е находим элементы стандартной схемы 1 (расчётное ПВН приведено на рис.3,а):

$$R = 2250 \frac{S_{60}}{I_{о.ном} \cdot 0,6} = 2250 \frac{2,8}{40 \cdot 0,6} = 262,5 \text{ Ом;} \quad (4)$$

$$C = 226 \cdot 10^{-6} \frac{U_{в.н} I_{о.ном} 0,6}{S_{60}^2} = 226 \cdot 10^{-6} \frac{189 \cdot 40 \cdot 0,6}{2,8^2} = 0,1308 \text{ мкФ;} \quad (5)$$

$$L_1 = 3,18 \frac{U_{в.н}}{I_{о.ном} \cdot 0,6} = 3,18 \frac{189}{40 \cdot 0,6} = 25,04 \text{ мГн;} \quad (6)$$

$$R_1 = 1800 \frac{S_{60}}{I_{о.ном} \cdot 0,6} = 1800 \frac{2,8}{40 \cdot 0,6} = 210 \text{ Ом;} \quad (7)$$

$$C_1 = 178 \cdot 10^{-6} \frac{U_{в.н} I_{о.ном} 0,6}{S_{60}^2} = 178 \cdot 10^{-6} \frac{189 \cdot 40 \cdot 0,6}{2,8^2} = 0,103 \text{ мкФ,} \quad (8)$$

где $S_{60} = 2,8 \text{ кВ/мкс}$ – начальная скорость ПВН (см. табл. 2 приложения 3 ГОСТ 687-78 Е).

В соответствии с табл.2 настоящей статьи находим элементы стандартной схемы 1 (расчётное ПВН приведено на рис.3,б):

$$R = 1800 \frac{S_{60}}{I_{о.ном} \cdot 0,6} = 1800 \frac{2,8}{40 \cdot 0,6} = 210 \text{ Ом;} \quad (9)$$

$$C = 210 \cdot 10^{-6} \frac{U_{в.н} I_{о.ном} 0,6}{S_{60}^2} = 210 \cdot 10^{-6} \frac{189 \cdot 40 \cdot 0,6}{2,8^2} = 0,1215 \text{ мкФ;} \quad (10)$$

$$L_1 = 5,80 \frac{U_{в.н}}{I_{о.ном} \cdot 0,6} = 5,80 \frac{189}{40 \cdot 0,6} = 45,7 \text{ мГн;} \quad (11)$$

$$R_1 = 170 \frac{S_{60}}{I_{о.ном} \cdot 0,6} = 170 \frac{2,8}{40 \cdot 0,6} = 19,83 \text{ Ом;} \quad (12)$$

$$C_1 = 150 \cdot 10^{-6} \frac{U_{в.н} I_{о.ном} 0,6}{S_{60}^2} = 150 \cdot 10^{-6} \frac{189 \cdot 40 \cdot 0,6}{2,8^2} = 0,0868 \text{ мкФ.} \quad (13)$$

Сравнение кривых ПВН, приведенных на рис.3,а и б показывает, что во втором случае ПВН гораздо ближе к условной граничной линии.

Итогом наших исследований является табл.2 настоящей статьи, которая не только уточняет коэффициенты для выбора элементов, но и расширяет возможности использования стандартных схем за счёт применения стандартной схемы 4, о чём подробнее будет сказано ниже.

ГОСТ 687-78 Е вводит понятие требуемой суммарной ёмкости C (сумма собственной и дополнительной ёмкостей, мкФ) для обеспечения нормированного времени запаздывания t_d :

$$C = 445 \cdot 10^{-6} \frac{t_d t_1 I_0}{u_1}, \quad (14)$$

где t_1 – время достижения кривой ПВН амплитуды возвращающегося напряжения (см. рис.1,б), мкс; I_0 – отключаемый ток (действующее значение), кА; u_1 – амплитуда возвращающегося напряжения, кВ.

Оказалось, что суммарная ёмкость наряду с обеспечением времени запаздывания t_d деформирует кривую ПВН на всём нормированном участке до времени t_2 (см. рис.1,б). Требуется корректировка значений элементов схем. В зависимости от нормированного времени запаздывания ($t_d = 2 \div 8 \text{ мкс}$), времени t_1 ($t_1 = 66 \div 1473 \text{ мкс}$) достижения кривой ПВН амплитуды u_1 ($u_1 = 134 \div 835 \text{ кВ}$) возвращающегося напряжения, отключаемого тока I_0 суммарная ёмкость меняется в широких пределах.

В практике испытаний выключателей собственная ёмкость испытательного и измерительного оборудования может быть как больше, так и меньше суммарной допустимой. Это создаёт дополнительные предпосылки для применения той или иной схемы.

Стандартную схему 1 (см. рис.2,а) целесообразно применять в тех случаях, когда собственная ёмкость испытательного и измерительного оборудования оказывается меньше допустимой. Тогда можно уменьшить сопротивление резистора R по отношению к рекомендуемому ГОСТ и за счёт этого получить нормированное запаздывание t_d в начальной части кривой ПВН и лучшее приближение кривой ПВН к условной граничной линии. Практика показала, что до-

Уточнённые формулы для выбора элементов схем формирования ПВН при испытаниях выключателей в прямых схемах

Ток отключения, %	Схема по рис. 2	Параметры					
		L , мГн	R , Ом	C , мкФ	L_1 , мГн	R_1 , Ом	C_1 , мкФ
30 ($K_a=1,5$)	1	—	$1800 \frac{s_{30}}{I_{o.ном} \cdot 0,3}$	$210 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном} \cdot 0,3}{S_{30}^2}$	$5,80 \frac{U_{в.н}}{I_{o.ном} \cdot 0,3}$	$170 \frac{s_{30}}{I_{o.ном} \cdot 0,3}$	$150 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном} \cdot 0,3}{S_{30}^2}$
60 ($K_a=1,5$)	1	—	$1800 \frac{s_{60}}{I_{o.ном} \cdot 0,6}$	$210 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном} \cdot 0,6}{S_{60}^2}$	$5,80 \frac{U_{в.н}}{I_{o.ном} \cdot 0,6}$	$170 \frac{s_{60}}{I_{o.ном} \cdot 0,6}$	$150 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном} \cdot 0,6}{S_{60}^2}$
100 ($K_a=1,4$)	1	—	$2250 \frac{s_{100}}{I_{o.ном}}$	$220 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном}}{S_{100}^2}$	$5,70 \frac{U_{в.н}}{I_{o.ном}}$	$1040 \frac{s_{100}}{I_{o.ном}}$	$180 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном}}{S_{100}^2}$
30 ($K_a=1,5$)	2	$0,96 \frac{U_{в.н}}{I_{o.ном} \cdot 0,3}$	$2250 \frac{s_{30}}{I_{o.ном} \cdot 0,3}$	$132 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном} \cdot 0,3}{S_{30}^2}$	$3,50 \frac{U_{в.н}}{I_{o.ном} \cdot 0,3}$	$1130 \frac{s_{30}}{I_{o.ном} \cdot 0,3}$	$225 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном} \cdot 0,3}{S_{30}^2}$
60 ($K_a=1,5$)	2	$0,96 \frac{U_{в.н}}{I_{o.ном} \cdot 0,6}$	$2250 \frac{s_{60}}{I_{o.ном} \cdot 0,6}$	$132 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном} \cdot 0,6}{S_{60}^2}$	$3,50 \frac{U_{в.н}}{I_{o.ном} \cdot 0,6}$	$1130 \frac{s_{60}}{I_{o.ном} \cdot 0,6}$	$225 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном} \cdot 0,6}{S_{60}^2}$
100 ($K_a=1,4$)	2	$0,96 \frac{U_{в.н}}{I_{o.ном}}$	$2250 \frac{s_{100}}{I_{o.ном}}$	$124 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном}}{S_{100}^2}$	$2,85 \frac{U_{в.н}}{I_{o.ном}}$	$1850 \frac{s_{100}}{I_{o.ном}}$	$310 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном}}{S_{100}^2}$
30 ($K_a=1,5$)	3	—	$1800 \frac{s_{30}}{I_{o.ном} \cdot 0,3}$	$255 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном} \cdot 0,3}{S_{30}^2}$	—	—	—
60 ($K_a=1,5$)	3	—	$1800 \frac{s_{60}}{I_{o.ном} \cdot 0,6}$	$255 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном} \cdot 0,6}{S_{60}^2}$	—	—	—
100 ($K_a=1,4$)	3	—	$2250 \frac{s_{100}}{I_{o.ном}}$	$310 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном}}{S_{100}^2}$	—	—	—
30 ($K_a=1,5$)	4	$2,80 \frac{U_{в.н}}{I_{o.ном}}$	$2250 \frac{s_{30}}{I_{o.ном} \cdot 0,3}$	$240 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном} \cdot 0,3}{S_{30}^2}$	—	—	—
60 ($K_a=1,5$)	4	$2,80 \frac{U_{в.н}}{I_{o.ном}}$	$2250 \frac{s_{30}}{I_{o.ном} \cdot 0,3}$	$240 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном} \cdot 0,6}{S_{60}^2}$	—	—	—
100 ($K_a=1,4$)	4	$5,00 \frac{U_{в.н}}{I_{o.ном}}$	$2250 \frac{s_{30}}{I_{o.ном} \cdot 0,3}$	$310 \cdot 10^{-6} \times \frac{U_{в.н} I_{o.ном}}{S_{100}^2}$	—	—	—

пустимое уменьшение сопротивления резистора R может достигать 20% и более. Рекомендации по стандартной схеме 1 применимы и к стандартной схеме 3 (см. рис. 2, в) в части, касающейся обеспечения нормированного времени запаздывания, пика ПВН и лучшего приближения кривой ПВН к условной граничной линии на участке до амплитуды возвращающегося напряжения.

Стандартную схему 2 (см. рис. 2, б) целесообразно применять в тех случаях, когда собственная ёмкость испытательного и измерительного оборудования оказывается больше суммарной допустимой. При этом можно увеличить сопротивление резистора R по отношению к рекомендуемому ГОСТ и за счёт этого получить нормированное время запаздывания. Практика пока-

зала, что допустимое увеличение сопротивления резистора R в стандартной схеме 2 может достигать двух и более раз.

Предпосылки применения стандартной схемы 2 делают целесообразным введение в ГОСТ 687-78 Е схемы 4 (см. рис. 2, з), рекомендации по применению которой аналогичны рекомендациям по схеме 2.

Определение допустимой ёмкости C (мкФ) для всех четырёх схем может проводиться по выражению:

$$C = 445 \cdot 10^{-6} \frac{(t_d + K t_1) t_1 I_0}{u_1}, \quad (15)$$

где K – коэффициент, зависящий от сопротивления R ; остальные обозначения такие же, как

в выражении (14).

Необходимо отметить, что коэффициент K может принимать как положительные, так и отрицательные значения.

Приведённые результаты исследований позволяют сделать вывод о целесообразности следующих изменений, касающихся практической реализации положений ГОСТ 687-78 Е:

1. Применение уточнённых коэффициентов, рекомендованных табл.2 настоящей статьи, для выбора элементов стандартных схем формирования ПВН.

2. Использование для формирования ПВН в случаях, когда собственная ёмкость испытательного и измерительного оборудования оказывается больше суммарной допустимой, стандартной схемы 2 или 4, которую дополнительно рекомендовано ввести в ГОСТ 687-78 Е.

3. Использование системы схемотехнического моделирования Micro-Cap V или другой аналогичной системы для расчёта реальных кривых ПВН, которые необходимы при коммутационных испытаниях выключателей высокого напряжения.

Список литературы

1. ГОСТ 687-78 Е. Выключатели переменного тока на напряжение свыше 1000 В. Общие технические условия.
2. А.с. 473968 СССР. Устройство для формирования восстанавливающегося напряжения / Н.М.Чернышев, И.П.Щеглов, А.К.Быструев и В.В.Кузнецова // Открытия. Изобретения. 1975. № 22.
3. Some Aspects of Reproducing the Standard Test Conditions in Laboratories / Bystruev A.K., Chernyshev N.M., Gontchar V.G. etc. // Report presented at the Colloquium of CIGRE SC 13. Poland, September 1977.
4. Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования Micro-Cap V. М., 1997.



Быструев Александр Константинович – ведущий научный сотрудник ГУП ВЭИ имени В.И. Ленина. Окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1965 г. В 1975 г. в ВЭИ имени В.И. Ленина защитил кандидатскую диссертацию по исследованию воздушных выключателей в нестандартных условиях восстановления напряжения.

Вакуумные дугогасительные камеры на 35 кВ разработки ВЭИ

ПЕРЦЕВ А.А., РЫЛЬСКАЯ Л.А.

Приведены основные параметры разработанных в 2003 г. двух типов вакуумных дугогасительных камер на 35 кВ, номинальный ток до 1600 А и номинальные токи отключения 25 и 31,5 кА. Камеры характеризуются улучшенными массогабаритными показателями. Показаны конструктивные особенности новых камер. Даны рекомендации по выбору контактного нажатия для камер на 35 кВ в случае, когда значения номинального тока отключения выключателя и камер различны.

ГУП ВЭИ в 2003 г. завершил разработку вакуумных дугогасительных камер (камер) двух новых типов для выключателей на 35 кВ. Одна из них – КДВР-35-25/1600 – предназначена для выключателей общепромышленного назначения с номинальными токами отключения $I_{о,ном} = 12,5; 16; 20$ и 25 кА (таблица). Освоен ее промышленный выпуск, она поставляется на рынок. Другая – КДВ-35-31,5/1600 – предназначена для выключателей с $I_{о,ном} = 25$ и $31,5$ кА. Это могут быть выключатели как общепромышленного назначения, так и специальные, например для частых коммутаций. Готовится промышленный выпуск камер КДВ-35-31,5/1600, прошедших полный объём квалификационных испытаний.

В таблице приведены данные о вновь разработанных типах камер на 35 кВ и о выпускае-

мых до сих пор на отечественных предприятиях. Как видно из таблицы, в сравнении с разработанной в 1992 г. камерой КДВ-35-25/1600 на номинальный ток отключения 25 кА, выпускаемой до настоящего времени и широко используемой в отечественных выключателях различных назначений [1,2], новые камеры имеют существенные преимущества. Камера КДВР при токе отключения 25 кА имеет на 25 мм меньший внешний диаметр корпуса и почти на 2 кг меньшую массу. Камера КДВ-35-31,5/1600 при номинальном токе отключения 31,5 кА имеет те же габариты, что и камера КДВ-35-25/1600 с током $I_{о,ном} = 25$ кА. Кроме того, она обладает уменьшенным до 25 мкОм сопротивлением постоянному току. С появлением камер КДВ-35-31,5/1600 отпадает необходимость в использовании

Параметры камер на номинальное напряжение 35 кВ

Наименование параметра	Типы ВДК*				
	КДВР-35-25/1600	КДВ-35-25/1600	КДВ-35-31,5/1600	КДВ-35-40/2000	КДВ-35-40/2500
Номинальное напряжение, кВ	35				
Наибольшее рабочее напряжение, кВ	40,5				
Номинальный ток отключения, кА	25	25	31,5	40	40
Рекомендуется применять в выключателях с номинальным током отключения, кА	12,5; 16 20; 25	16; 20 25	25 31,5	31,5 40	40
Номинальный ток, А	1250; 1600			1600; 2000	2000; 2500
Ток включения (наибольший пик), кА	63	63	80	100	100
Трехсекундный ток термической стойкости, кА	25	25	31,5	40	40
Испытательное напряжение промышленной частоты, одноминутное, кВ	95				
Испытательное напряжение грозового импульса, кВ	190				
Ресурс при номинальном токе отключения: циклы ВО, операции О	30 ВО + 70 О				
Ресурс при номинальном токе, тысяч циклов ВО	25	25 (60**)	25 (60**)	20	20
Механический ресурс, тыс. циклов ВО	25	25 (60**)	25 (60**)	20	20
Ход подвижного контакта, мм	16,5±0,5			17,5±0,5	
Скорость подвижного контакта при отключении, м/с	1,0–1,5			1,2–1,7	
Скорость подвижного контакта при включении, м/с	0,4–0,8	0,4–0,8	0,5–0,8	0,6–1,0	0,6–1,0
Контактное нажатие Н***, не менее	1600		2500	4000	
Электрическое сопротивление постоянному току при нормированном контактном нажатии, мкОм, не более	30		25	25	20
Износ контактов, мм, не более	3				
Габаритные размеры изоляционного корпуса, мм					
– высота	342	326	326	400	400
– внешний диаметр	125	150	150	166	166
Масса, кг	8,7	10,6	11,6	16,5	16,5
Срок службы, лет	25				
* ** ***	<p>Все ВДК имеют климатическое исполнение УХЛ и категорию размещения 2.1 по ГОСТ 15150. Камеры КДВР-35 выпускаются также категорий размещения 3 и 2, при этом их масса соответственно на 2 и 2,5 кг больше указанной в таблице.</p> <p>Указанный ресурс может быть реализован при номинальном токе не более 1250 А и ходе подвижного контакта 13,5 мм в выключателях для электротермических установок или при последовательном соединении нескольких камер в полюс выключателя.</p> <p>См. пояснения в тексте и рис. 2.</p>				

камер КДВ-35-40/2000 в выключателях на 31,5 кА и номинальный ток 1600 А, как это практикуется до настоящего времени. Камера на 31,5 кА легче камеры на 40 кА на 5 кг и имеет существенно меньшие габариты. Использование этих камер во вновь разрабатываемых выключателях позволит заметно улучшить их технико-экономические показатели. В уже эксплуатирующихся выключателях на 31,5 кА с камерами КДВ-35-40/2000 заменить последние на новые камеры КДВ-35-31,5/1600 трудностей не составит: присоединительные размеры со стороны фланца неподвижного контакта у обоих типов камер одинаковы. Различия в присоединитель-

ных размерах со стороны подвижного контакта легко преодолеваются.

Сопrotивление постоянному току новой камеры на 31,5 кА не превышает 25 мкОм, т.е. оно равно таковому для камер КДВ-35-40/2000. Поэтому замена одной камеры на другую не должна привести к осложнениям с тепловым режимом выключателя.

В целом представленные в таблице типы камер позволяют выпускать выключатели на 35 кВ и выше (при последовательном соединении камер в полюсе) на номинальные токи отключения от 12,5 до 40 кА при номинальных токах от 630 до 2500 А. При необходимости увеличить

номинальный ток отключения или (и) номинальный ток возможно параллельное соединение нескольких камер в полюсе выключателя [3].

Конструктивные особенности новых камер

Две вновь разработанные камеры, о которых шла речь, спроектированы с учётом сниженной нормы испытательного напряжения грозового импульса [4]. Новое значение испытательного напряжения грозового импульса между контактами одного и того же полюса выключателя на 35 кВ равно 190 кВ. Старая норма, в соответствии с которой разработаны прежние камеры, была 230 кВ. Вследствие снижения нормы появилась возможность уменьшить межэлектродные расстояния. В [5] указано, что между длиной d вакуумного промежутка с относительно однородным полем и его электрической прочностью U существует зависимость $U = c d^\alpha$, где c – постоянная, зависящая от материала электродов и состояния их поверхностей. Коэффициент α также постоянен, его значение лежит в пределах $\alpha = 0,6 \div 0,7$. Для определенности примем $\alpha = 0,6$. При такой зависимости $U(d)$ и уменьшении испытательного напряжения с 230 до 190 кВ, т.е. в 1,2 раза, межэлектродные расстояния, как показывает несложный расчёт, можно сократить в 1,4 раза. Сокращение радиальных межэлектродных расстояний позволяет уменьшить наружный диаметр корпуса камеры при неизменной отключающей способности. Именно этот вариант реализован в камере КДВР-35-25/1600. Если же за счёт сокращения радиальных межэлектродных расстояний увеличить диаметр контактов, то можно получить больший отключаемый ток в корпусе прежнего диаметра. Именно этот путь реализован в камере КДВ-35-31,5/1600. На

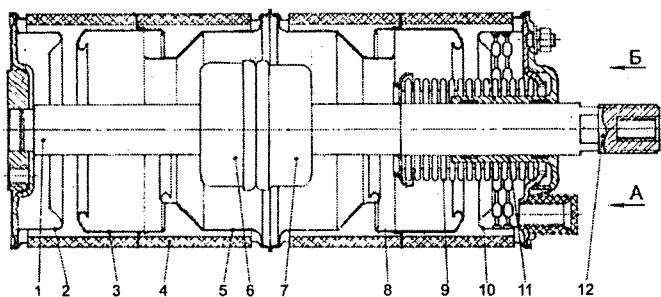


Рис.1. Схематический разрез камер на 35 кВ: А и Б – камеры на номинальный ток отключения, соответственно, 25 и 31,5 кА:

1, 12 – токоподводы; 2, 10 – экраны, находящиеся под потенциалом контактов; 3, 5, 8 – экраны, находящиеся под плавающим потенциалом; 4 – корпус; 6, 7 – возбуждающие продольное магнитное поле дугогасящие контакты; 9 – сильфон; 11 – направляющая

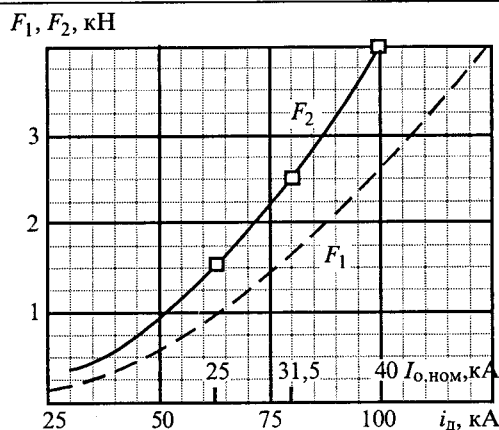


Рис. 2. Зависимости сил F_1 и F_2 от наибольшего пика сквозного тока КЗ для камер на 35 кВ:

$F_1 = 0,26 i_d^2$ – сила электродинамического отброса контактов; $F_2 = 0,4 i_d^2$ – контактное нажатие при наибольшем вжиге контактов; □ – контактное нажатие по ТУ на камеры

рис.1 показано превращение камеры КДВ-35-25/1600 (вид А) в камеру на 31,5 кА (вид Б). Из сопоставления этих видов следует, что камера на 31,5 кА имеет контакты 6 и 7 несколько большего диаметра, чем у камеры на 25 кА. Упрощена форма центрального экрана 5. В остальной конструкции обеих камер одинаковы. Высота изоляционного корпуса новой камеры не может быть уменьшена по условиям работы внешней изоляции. Поэтому в осевом направлении межэлектродные расстояния внутри камер оставлены без изменения. Минимум различий в конструкциях новой и уже выпускающейся камер дает возможность освоить производство новой при минимальных затратах.

Выбор контактного нажатия

В таблице даны рекомендации по использованию одного типа камер в выключателях с разными значениями номинального тока отключения. Например, камеру КДВ-35-40/2000 с номинальным током отключения 40 кА рекомендовано применять в выключателях с номинальным током отключения $I_{о.ном} = 31,5$ и 40 кА. При этом согласно нормам [6] каждый из выключателей должен обеспечить включение, а также пропускание тока КЗ с наибольшим пиком $i_d = 2,55 I_{о.ном}$, т.е. выключатель с $I_{о.ном} = 40$ кА без нарушения электродинамической стойкости (без электродинамического отброса) контактов должен пропустить ток с амплитудой $i_d = 2,55 I_{о.ном} \approx 100$ кА, а выключатель с $I_{о.ном} = 31,5$ кА пропустить ток с амплитудой $i_d = 80$ кА. Следовательно, выключатель с иным значением $I_{о.ном}$ должен быть рассчитан на со-

ответствующее значение i_d . Для предотвращения электродинамического отброса необходимо, чтобы сила отброса F_1 контактов не превышала силу контактного нажатия F_2 . Известно [7], что $F_1 = k_1 i_d^2$. Здесь k_1 постоянная, обусловленная конструкцией контактной системы и материалом контактирующих поверхностей. Конкретное значение k_1 для данного типа камер проще всего определить из опыта. Измерения на камере КДВ-35-40/2000 [8] показали, что при наибольшем пике сквозного тока 132 кА отброс контактов возникает при контактном нажатии 4 кН и не возникает при 5 кН. Примем, что сила электродинамического отброса в этом случае равна среднему арифметическому указанных значений, т.е. $F_1 = 4500$ Н. Воспользовавшись приведенной выше общей зависимостью $F_1(i_d)$, определим значение k_1 (Н/кА):

$$k_1 = (F_1 / i_d^2) = (4500 / 132^2) \approx 0,26.$$

Зная значение k_1 легко рассчитать силу F_1 отброса контактов камеры КДВ-35-40/2000 при любом значении пика тока i_d . На рис.2 зависимость $F_1(i_d)$ представлена в графической форме. Этим графиком можно пользоваться для определения силы отброса контактов и для других типов камер на 35 кВ, представленных в таблице, поскольку по конструктивной схеме и материалу контактирующих поверхностей они аналогичны между собой.

В выключателях контактное нажатие F_2 устанавливается существенно больше F_1 . Уменьшение значения F_2 до уровня F_1 недопустимо, поскольку при наличии отброса контактов происходит их ускоренный износ и увеличивается частота возникновения повторных пробоев [9]. В таблице указаны значения контактного нажатия, регламентируемые ТУ на камеры. На рис.2 кривая F_2 проходит по точкам контактных нажатий для камер с номинальными токами отключения $I_{o,ном}$, равными 25; 31,5 и 40 кА и соответствующими пиками токов i_d . Кривая $F_2(i_d)$ аппроксимируется выражением $F_2 = 0,4 i_d^2$. Как видно, F_2 в 1,5 раза превышает F_1 . Такой запас требуемого по ТУ контактного нажатия относительно F_1 обусловлен учётом следующих обстоятельств. Во-первых, при эксплуатации выключателя происходит износ контактов камер, достигающий 3 мм (таблица). На это же значение уменьшается вжим контактов с соответствующим ослаблением давления контактных пружин. Во-вторых, в ходе эксплуатации появляются люфты в шарнирных соединениях механизма выключателя. Следствием этого также является

уменьшение вжима и контактного нажатия. В-третьих, необходимо считаться с неизбежным разбросом значений жесткости контактных пружин. И, наконец последнее, сами камеры характеризуются некоторой нестабильностью зависимости $F_1(i_d)$. С учётом перечисленных обстоятельств полуторакратный запас не оказывается чрезмерным. По абсолютным значениям контактного нажатия F_2 для камер на 35 кВ не выходит за границу, характерную для контактных систем с аксиальным магнитным полем. Располагая зависимостью $F_2(i_d)$ для камер КДВР-35 и КДВ-35 (кривая 2 на рис.2), можно определить значение контактного нажатия, которое должно быть в аппарате на заданный номинальный ток отключения при его вводе в эксплуатацию. Например, контактное нажатие при использовании камеры КДВ-35-40/2000 в выключателе с током $I_{o,ном} = 40$ кА должно быть не менее 4000 Н. Если та же камера используется в аппарате с $I_{o,ном} = 31,5$ кА, то нажатие должно быть не менее 2500 Н.

Следует предостеречь от соблазна экономить на силе контактного нажатия. Экономия чревата появлением отброса контактов по мере выработки коммутационного ресурса выключателя с последствиями, о которых упоминалось выше. С выработкой ресурса уменьшается вжим контактов. Для рассматриваемых камер это уменьшение с учётом износа контактов (3 мм), появления люфтов в шарнирных соединениях механизма выключателя (около 1 мм) и ослабления болтовых соединений в сумме может достигать 4–5 мм. Прямо пропорционально уменьшению вжима падает и сила нажатия контактной пружины. Все это приближает в ходе эксплуатации выключателя фактическое значение силы F_2 к опасной черте – графику F_1 . Узел контактного нажатия должен обеспечивать достаточное превышение силы F_2 над F_1 вплоть до полной выработки коммутационного ресурса выключателя желательно без дополнительных регулировок. С уменьшением вжима и нажатия контактов уменьшается кинетическая энергия, развиваемая механизмом выключателя в момент размыкания контактов. Этой энергии может оказаться недостаточно для разрыва сварки контактов, происходящей при протекании сквозного тока КЗ. С этим также следует считаться при "экономии" на силе нажатия. Заметим, что применение электродинамического усиления нажатия контактов, решая задачу предотвращения их отброса, не компенсирует уменьшение кинетической энергии. Следует также помнить, что с

уменьшением контактного нажатия может увеличиться активное сопротивление камеры и возрасти ее нагрев. В [7] рекомендуется, чтобы вжим после выработки выключателем коммутационного ресурса был не менее 50% первоначального значения. Если руководствоваться этой нормой и учесть приведенное выше сокращение вжима на 4–5 мм, то наибольшее значение вжима, которое должен обеспечить узел контактного нажатия, составит 8–10 мм.

В заключение отметим, что в программах испытаний вакуумных выключателей испытание пропусканием сквозного тока обычно делается одним из первых. Оно производится на новом аппарате, когда вжим и контактное нажатие максимальны. Изложенный материал дает основание считать целесообразным повторное проведение этих испытаний, но после выработки выключателем коммутационного ресурса при номинальном токе отключения, когда вжим и нажатие уменьшаются. Если и в этом случае обеспечивается электродинамическая стойкость контактов и не наблюдается приваривание одного к другому, то следует считать выключатель выдержавшим этот вид испытаний. Заметим, что отсутствие отброса контактов при этих испытаниях должно подтверждаться осциллографированием напряжения на каждом полюсе выключателя.

Выводы

1. Разработанные ГУП ВЭИ в 2003 г. новые вакуумные дугогасительные камеры типов КДВР-35-25/1600 и КДВ-35-31,5/1600 для выключателей на 35 кВ, номинальный ток до 1600 А и номинальный ток отключения 25 кА для первого типа и 31,5 кА для второго характеризуются существенно улучшенными массогабаритными показателями в сравнении с ранее разработанными камерами, что обусловлено пересмотренной нормой испытательного напряжения грозового импульса.

2. Номенклатура представленных в статье типов камер, изготавливаемых в настоящее время предприятиями РФ, дает возможность выпускать современные вакуумные выключатели на номинальные напряжения 27,5 и 35 кВ, а при последовательном соединении нескольких камер в полюсе – на 110 кВ; диапазон значений номинальных токов отключения этих выключателей простирается от 12,5 до 40 кА; а номинальные токи могут быть от 630 до 2500 А.

3. Даны рекомендации по выбору силы контактного нажатия в выключателях на различные токи отключения с камерами на 35 кВ.

4. Целесообразно повторение испытания вакуумного выключателя на стойкость при сквозных токах КЗ после выработки на нем коммутационного ресурса при номинальном токе отключения.

Список литературы

1. Перцев А.А., Рыльская Л.А. Вакуумные дугогасительные камеры для выключателей на 35 и 110 кВ // *Электротехника*. 1993. №9–10. С.39–40.
2. Белкин Г.С., Лукацкая И.А., Перцев А.А., Ромочкин Ю.Г. Новые разработки ВЭИ в области вакуумных дугогасительных камер // *Электротехника*. 2001. № 9. С.17–23.
3. Перцев А.А., Белкин Г.С., Рыльская Л.А. Коммутационные процессы в вакуумных выключателях с параллельным соединением дугогасительных камер // *Электротехника*. 2003. №3. С.39–45.
4. ГОСТ 1516.3-96. Электрооборудование переменного тока на напряжения от 3 до 500 кВ. Требования к электрической прочности изоляции.
5. Сливков И.Н. Электрическая изоляция и разряд в вакууме. М.: Атомиздат, 1972.
6. ГОСТ 687-78. Выключатели переменного тока на напряжение свыше 1000 В. Общие технические условия.
7. Чунихин А.А. Электрические аппараты. М.: Энергия, 1975. С. 24; 91.
8. Белкин Г.С., Перцев А.А., Рыльская Л.А. Перспективы разработки вакуумного выключателя для применения в цепях генераторов // ТРАВЭК. *Электротехника* 2010. VII Симпозиум. 2003. Т. II. С. 34–39.
9. Перцев А.А., Рыльская Л.А. Частота повторных пробоев в начальной стадии эксплуатации вакуумных дугогасительных камер // *Электротехника*. 1991. №7. С. 34–36.

Метод расчёта экрана на полюсных наконечниках низкочастотного двигателя

БОГУСЛАВСКИЙ И.З.

Рассмотрена задача расчёта конструкции демпферной системы в виде экрана, расположенного на полюсных наконечниках (башмаках) мощного низкочастотного синхронного двигателя (с моментом на валу свыше 50 т·м). Такая конструкция эффективна и отличается пониженным уровнем потока рассеяния между полюсами. Получено, что решение проблем распределения поля токов в экране, индуцированных переменным магнитным полем в зазоре, может быть выполнено с использованием методов теории цепей.

Представляет интерес распределение поля токов в демпферной системе мощного явнополюсного низкочастотного двигателя (с моментом на валу свыше 50 т·м). Эта система выполнена в виде экрана (проводящей прямоугольной пластины) и расположена на наконечниках (башмаках) полюсов ротора. Токи в ней индуцированы магнитным полем взаимоиндукции в зазоре. Такая конструкция для низкочастотных машин эффективна и отличается пониженным уровнем потока рассеяния между полюсами; она является альтернативой обычной конструкции демпферной обмотки [1]. В отличие от демпферной обмотки двигателей промышленной частоты к демпферной обмотке низкочастотных двигателей предъявляются лишь требования экранировать поля высших временных гармоник, создаваемые преобразователем частоты в цепи статора, а также поля обратной последовательности при возникновении аварийных режимов двигателя (при несимметрии в фазах его обмотки статора и др.). Для двигателей этого типа осуществляется синхронный пуск, поэтому демпферная обмотка в качестве пусковой не используется.

Формулировка задачи. Заданными предполагаются размеры экрана: ширина $A = 2a$; длина $L = 2b$; толщина экрана h , причём $h \ll A$; $h \ll B$. Начало координат расположим так, что $0 \leq X \leq 2a$; $0 \leq Y \leq 2b$; отметим, что направление оси Y совпадает с направлением оси вращения машины. Удельное сопротивление экрана равно ρ , а магнитная проницаемость μ_0 ; удельное сопротивление ферромагнитного основания (полюса) равно ρ_{Fe} , а его магнитная проницаемость μ_{Fe} , причём $\rho_{Fe} \gg \rho$. Примем, что линии поля взаимоиндукции в зазоре перпендикулярны поверхности экрана и его ферромагнитному основанию. В отличие от полей рассеяния обычной

демпферной обмотки, стержни которой уложены в полузакрытые пазы, полями рассеяния экрана, уложенного на ферромагнитную поверхность наконечника полюса, пренебрегаем (учёт их изложен в разделе 6). Поток взаимоиндукции, сцепленный с экраном, изменяется в зазоре по гармоническому закону. Воспользуемся символическим методом [2,3] и представим распределение индукции в зазоре в координатах ротора в виде:

$$b(x,t) = B_M \exp j(\omega t - \pi X/\tau) = \underline{B}_M \exp j(-\pi X/\tau), \quad (1)$$

где $\underline{B}_M = B_M \exp j\omega t$; B_M – амплитуда индукции; τ – полюсное деление; ω – частота токов в экране; t – время.

Амплитуда индукции B_M определяется с помощью обобщённой характеристики НС ротора из теории магнитосвязанных контуров [4,5].

Индукция \underline{B}_M , напряженность электрического поля \underline{E} , ток \underline{I} , приведённые далее в тексте, обозначают комплексные временные амплитуды и определяются аналогично (1') согласно символическим методам [2,3].

Найдём распределение токов \underline{I} , индуцированных в экране магнитным полем (1): $\underline{I} = I(X, Y)$. В разделах 1 и 2 предполагается, что сопротивление элементов экрана не зависит от распределения в ней температуры; эта зависимость учтена в разделе 3.

1. Односвязная область

Рассмотрим метод решения этой задачи для односвязной области: для экрана, выполненного из материала только с одним удельным сопротивлением ρ , например, без каких-либо дополнительных впаек в него или же конструктивных отверстий. В этом случае

$$\rho \neq \rho(X, Y). \quad (1')$$

Подразделим расчётную область на элементы (контур). Число их выберем таким, чтобы

обеспечить необходимую для практики точность вычисления токов в экране.

1.1. *Регулярная сетка.* Выберем сначала элементы в виде прямоугольных контуров числом $N_z = N_d N_{\text{ш}}$, где N_d , $N_{\text{ш}}$ – соответственно число элементов по длине и ширине экрана. Для этой задачи такое подразделение расчётной области целесообразно: составляющие токов, направленные вдоль оси вращения машины (по оси Y), представляют наибольший практический интерес, так как они создают поток в зазоре, взаимодействующий с потоком обмотки статора.

Для каждого элемента (контура) справедливо уравнение Максвелла [2,3]

$$\oint e dl = \int_Q [-db(x,t)/dt] dQ, \quad (2)$$

где e – напряженность электрического поля в отрезке (стороне) элемента; l – участок этого отрезка (пути интегрирования); $Q = 4AB/N_z$ – площадь прямоугольного элемента.

При гармоническом изменении потока взаимной индукции согласно (1) это уравнение принимает вид:

$$\oint \underline{E} dl = (-j\omega) \int_Q \underline{B}_m \exp j(-\pi X/\tau) dQ. \quad (2')$$

Воспользуемся "теоремой о среднем (Лагранжа)" [6] и представим правую часть последнего уравнения для произвольного контура $TVWUT$ (рис.1) в виде:

$$(-j\omega) \int_Q \underline{B}_m \exp j(-\pi X/\tau) dQ = (-j\omega) \underline{B}_L^* Q_L. \quad (3)$$

Здесь $\underline{B}_L^* = \underline{B}_m e^{-j\frac{\pi}{\tau} X_L^*}$ – усредненное значение комплексной амплитуды индукции произвольного прямоугольного элемента площадью Q_L , например, $TVWUT$; X_L^* – абсцисса точки L , где индукция равна \underline{B}_m^* . Эта точка находится внутри контура $TVWUT$, её положение определяется согласно уравнению, приведённому в Приложении 1. Из анализа его следует, что точку L в практических расчётах поля токов экрана можно совместить с центром тяжести контура.

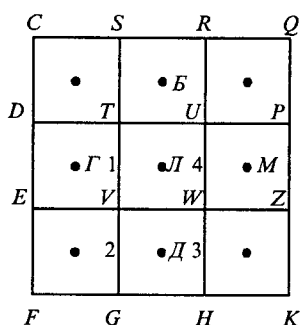


Рис.1. Прямоугольная сетка

Уравнение (2') с учётом (3) для контура $TVWUT$ можно представить так:

$$\oint \underline{E} dl = (-j\omega) \underline{B}_L^* Q_L; \quad (4)$$

(здесь и далее индекс "м" при комплексной амплитуде индукции \underline{B}_m опускается).

Аналогичные уравнения справедливы для остальных контуров экрана. Используем теперь понятие о векторном электрическом потенциале токов в экране. Представим напряженность электрического поля \underline{E} в элементе через векторный электрический потенциал \underline{A}_E [2,3]:

$$\underline{E} = \text{rot } \underline{A}_E. \quad (5)$$

Соотношение (5) справедливо, потому что линии токов в экране непрерывны и замкнуты, так что [2,3]

$$\text{div } \underline{E} = 0. \quad (6)$$

Составляющие вектора \underline{E} при выбранной системе координат [2,3]:

$$(\underline{E})_X = \partial \underline{A}_E / \partial Y; \quad (\underline{E})_Y = -\partial \underline{A}_E / \partial X. \quad (7)$$

Перейдем теперь к разностной аппроксимации уравнений (4) и (7). С этой целью присвоим дискретные значения вектора \underline{A}_E центрам тяжести элементов (контуров) экрана, а не узлам сетки, как это иногда принимается в численных расчётах полей [7].

Выберем произвольно один из контуров, например, средний из них $TVWUT$ (рис.1) и найдем для участков TU , VW , VT , WU этого контура составляющие вектора напряженности \underline{E} вдоль осей X , Y . Они необходимы для того, чтобы составить согласно (4) линейный интеграл вдоль этих участков. Согласно (7)

$$\left. \begin{aligned} &\text{– для участка } TU: \\ &(\underline{E})_X = (\underline{E})_{TU} = (\underline{A}_{BE} - \underline{A}_{LE}) / \Delta Y; \quad (\underline{E})_Y = 0; \\ &\text{– для участка } VW: \\ &(\underline{E})_X = (\underline{E})_{VW} = (\underline{A}_{LE} - \underline{A}_{DE}) / \Delta Y; \quad (\underline{E})_Y = 0; \\ &\text{– для участка } TV: \\ &(\underline{E})_Y = -(\underline{E})_{TV} = -(\underline{A}_{LE} - \underline{A}_{TE}) / \Delta X; \quad (\underline{E})_X = 0; \\ &\text{– для участка } WU: \\ &(\underline{E})_Y = (\underline{E})_{WU} = -(\underline{A}_{ME} - \underline{A}_{LE}) / \Delta X; \quad (\underline{E})_X = 0. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Здесь отрезки вдоль осей: $\Delta X = 2a/N_{\text{ш}}$; $\Delta Y = 2b/N_d$.

С учётом выражений (8) для составляющих напряженности выражение (4) для произвольного контура $TVWUT$ принимает вид:

$$(\underline{E})_{VW} \Delta X + (\underline{E})_{WU} \Delta Y - (\underline{E})_{TV} \Delta X - (\underline{E})_{TU} \Delta Y = (-j\omega) \underline{B}_L^* Q_L. \quad (9)$$

После преобразования уравнения (9) для произвольного контура $TVWUT$ с учётом выражений (8) получаем расчётное уравнение:

$$2\Delta_{ЛЕ}(\Delta Y/\Delta X + \Delta X/\Delta Y) - \Delta_{БЕ}\Delta X/\Delta Y - \Delta_{ГЕ}\Delta Y/\Delta X - \Delta_{ДЕ}\Delta X/\Delta Y - \Delta_{МЕ}\Delta Y/\Delta X = (-j\omega)\underline{B}_Л Q_L \quad (10)$$

Уравнения, аналогичные (10), записываются и для остальных контуров, принадлежащих экрану, например, *STURS*, *DEVTD*, ... Число таких уравнений N_s равно числу контуров: $N_s = N_d N_{ш}$. Они образуют линейную систему уравнений с мнимой правой частью, содержащую N_s неизвестных значений векторных электрических потенциалов, например, $\Delta_{ЛЕ}$, $\Delta_{БЕ}$, $\Delta_{ГЕ}$, ... Методы решения таких систем широко используются в инженерной практике [6].

Граничными условиями для решения задачи может служить постоянство векторного электрического потенциала по внешнему контуру экрана *CFKQC*: $\Delta_{CFKQCE} = \text{const}$. Таким постоянным числом может быть и нуль.

Рассмотрим подробнее физическую трактовку полученных результатов. Выберем произвольный участок (сторону прямоугольника) одного из контуров, например участок *VW* контура *TVWUT*. Этому участку соответствует первое слагаемое в выражении (9):

$$(\underline{U})_{VW} = (\underline{E})_{VW}\Delta X = (\Delta_{ЛЕ} - \Delta_{ДЕ})\Delta X/\Delta Y.$$

Здесь $(\underline{U})_{VW}$ – напряжение между точками *V* и *W*. Преобразуем это выражение:

$$(\underline{U})_{VW} = (\Delta_{ЛЕ}h/\rho - \Delta_{ДЕ}h/\rho)[\rho\Delta X/(\Delta Y h)] \quad (11)$$

или

$$(\underline{U})_{VW} = (\Delta_{ЛЕ}h/\rho - \Delta_{ДЕ}h/\rho)R_{ЛД}. \quad (11')$$

Здесь $R_{ЛД} = \rho\Delta X/(\Delta Y h)$ – омическое сопротивление контура, ограниченного на рис.1 точками 1234. Этот контур имеет длину ΔY , ширину ΔX ; толщина образующей его экрана равна h , а ее удельное сопротивление равно ρ . Из анализа последнего выражения следует, что оба слагаемых первого сомножителя в уравнении (11')

$$I_{ЛД} = \Delta_{ЛЕ}h/\rho - \Delta_{ДЕ}h/\rho \quad (12)$$

имеют размерность тока.

Проверим размерность первого из них. Представим его размерность в виде:

$$[\Delta_{ЛЕ}h/\rho] = [\Delta_{ЛЕ}][h]/[\rho] = [U][L]/\{[R][L]\} = [U]/[R] = [I]. \quad (13)$$

Размерность второго слагаемого в (12) та же, т.е. выражение для $I_{ЛД}$ в уравнении (12) тоже имеет размерность тока. Каждое из слагаемых в нем является вектором; первое из них совпадает по направлению с вектором $\Delta_{ЛЕ}$, а второе соответственно с вектором $\Delta_{ДЕ}$. Назовём пер-

вое слагаемое

$$I_{Л.к} = \Delta_{ЛЕ}h/\rho \quad (14)$$

вектором элемента *TVWUT* контурным током. Этот вектор имеет размерность тока и физически характеризует значение векторного электрического потенциала $\Delta_{ЛЕ}$ в элементе (контуре) *TVWUT*. Для контура *VGHWW* справедливо выражение аналогичное (11'):

$$I_{Д.к} = \Delta_{ДЕ}h/\rho. \quad (14')$$

Таким образом, реальный ток на участке *VW* согласно уравнению (12) выражается через выражения для векторов (контурных токов):

$$I_{VW} = \Delta_{ЛЕ}h/\rho - \Delta_{ДЕ}h/\rho = I_{Л.к} - I_{Д.к}. \quad (15)$$

Используем полученные выражения для этих токов и запишем расчётное уравнение для выбранного контура *TVWUT*. Аналогично (10) имеем:

$$I_{Л.к}(R_{ЛБ} + R_{ЛГ} + R_{ЛД} + R_{ЛМ}) - I_{Б.к}R_{ЛБ} - I_{Г.к}R_{ЛГ} - I_{Д.к}R_{ЛД} - I_{М.к}R_{ЛМ} = (-j\omega)\underline{B}_Л Q_L. \quad (16)$$

В (16) сопротивления элементов вычисляются аналогично (11') для $R_{ЛД}$:

$$R_{ЛБ} = \rho\Delta X/(\Delta Y h); R_{ЛГ} = \rho\Delta Y/(\Delta X h);$$

$$R_{ЛМ} = \rho\Delta Y/(\Delta X h). \quad (16')$$

Выражения (15), (16) являются формулировкой метода контурных токов [2,3].

Отметим следующее:

– для произвольного узла сетки выполняется уравнение (6), которое при разностной аппроксимации уравнений (4) и (7) соответствует первому закону Кирхгофа; например, для узла *T* имеем тождество:

$$(I_{Ф.к} - I_{Б.к}) + (I_{Л.к} - I_{Г.к}) + (I_{Г.к} - I_{Ф.к}) + (I_{Б.к} - I_{Л.к}) \equiv 0; \quad (6')$$

– для "приграничных участков (отрезков)", например, для отрезка *CD* (рис.1) сопротивление $R_{CD} = 2\rho\Delta X/(\Delta Y h)$, а для отрезка *GH* $R_{GH} = 2\rho\Delta Y/(\Delta X h)$.

Уравнения для остальных контуров, например *STURS*, *DEVTD*, аналогичны (16). Число их равно числу контуров N_s . Они образуют линейную систему уравнений с мнимой правой частью, содержащую N_s неизвестных значений контурных токов. Методы решения таких систем широко используются в практике [6]. Реальные токи в элементах экрана вычисляются из выражений, аналогичных (15).

Граничными условиями для решения задачи о распределении токов может служить постоянное значение контурного тока по внешней гра-

нице экрана $CFKQC$: $I_{CFKQC.k} = \text{const}$. Таким постоянным числом может быть и нуль.

Отметим, что в практике метод контурных токов излагают обычно [2,3] в виде методики расчёта (последовательности вычислений) для конкретной цепи, выбранной в качестве примера. При этом оговаривают и все допущения, которые принимаются в методике расчёта применительно к этой цепи (предварительный выбор "направления обхода контуров" и присвоение знаков "взаимным" сопротивлениям этой цепи; использование уравнений Кирхгофа для контурных токов, а не для реальных токов в ней; методика вычисления в этой конкретной цепи реальных токов с помощью контурных и др.).

Таким образом,

– распределение реальных токов в экране устанавливается из решения линейной системы уравнений с мнимой правой частью для векторного электрического потенциала токов (10) либо для контурных токов (16);

– допущения, которые принимаются [2,3] в методике расчёта контурных токов, подтверждаются для рассматриваемой задачи уравнениями (15), (16), (11'), (16').

1.2. Нерегулярная треугольная сетка. Рассмотрим задачу о распределении токов в экране, используя нерегулярную сетку, например, состоящую из треугольных элементов. Стороны (отрезки), ограничивающие каждый такой треугольник в сетке, могут быть в общем случае не только прямолинейными, но и криволинейными. Использование такой сетки в практике вместо прямоугольной оказывается целесообразным, если требуется уточнить распределение токов в определенных участках экрана либо в случае, если форма некоторых участков расчётной области отличается от прямоугольной. На рис.2 представлена треугольная сетка, состоящая из N_3 элементов (контуров). Контурные ограничены прямолинейными участками (отрезками). Выберем один из ее элементов, например $BEDB$. Уравнение (4) для этого элемента имеет вид, аналогичный (9):

$$(E)_{BE}BE + (E)_{ED}ED + (E)_{DF}DF + (E)_{FB}FB = (-j\omega) \underline{B}_L^* Q_L \quad (17)$$

Здесь \underline{B}_L^* – усредненное значение комплексной амплитуды индукции в точке L произвольного треугольного элемента $BEDB$ площадью Q_L согласно уравнению (3).

Нетрудно показать, что в практических расчётах поля токов экрана эту точку при $N_3 \rightarrow \infty$ можно совместить с центром тяжести треугольного контура, как и прямоугольного (см. раздел 1.1).

Уравнение (5) для векторного электрического потенциала \underline{A}_E применительно к треугольной сетке записывается аналогично уравнению (8) для прямоугольной:

$$\left. \begin{aligned} &\text{– для участка } BE: \\ &\quad (E)_{BE} = (\underline{A}_{LE} - \underline{A}_{GE})/LG; \\ &\text{– для участка } ED: \\ &\quad (E)_{ED} = (\underline{A}_{LE} - \underline{A}_{DE})/LD; \\ &\text{– для участка } DF: \\ &\quad (E)_{DF} = (\underline{A}_{LE} - \underline{A}_{ME})/LM; \\ &\text{– для участка } FB: \\ &\quad (E)_{FB} = (\underline{A}_{LE} - \underline{A}_{EE})/LB. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Здесь $LG = LL_2 + GL_1$; $LD = LL_1 + DL_1$; $LM = LL_3 + ML_1$; $LE = LL_3 + EL_1$.

После преобразования (17) с учётом (18) получаем:

$$(\underline{A}_{LE} h/\rho - \underline{A}_{GE} h/\rho) R_{BE} + (\underline{A}_{LE} h/\rho - \underline{A}_{DE} h/\rho) R_{ED} + (\underline{A}_{LE} h/\rho - \underline{A}_{ME} h/\rho) R_{DF} + (\underline{A}_{LE} h/\rho - \underline{A}_{EE} h/\rho) R_{FB} = (-j\omega) \underline{B}_L^* Q_L \quad (19)$$

Омические сопротивления сторон (участков) треугольной сетки в уравнении (19):

$$\begin{aligned} R_{BE} &= \rho \cdot BE/(LG \cdot h); \quad R_{ED} = \rho \cdot ED/(LD \cdot h); \\ R_{DF} &= \rho \cdot DF/(LM \cdot h); \quad R_{FB} = \rho \cdot FB/(LE \cdot h). \end{aligned} \quad (20)$$

Число этих сопротивлений равно числу сторон треугольников в рассчитываемой области. Отметим, что для "приграничных участков (отрезков)", например для отрезка BC :

$$R_{BC} = \rho \cdot BC/(EE_2 \cdot h). \quad (20')$$

Назовём векторные электрические потенциалы, входящие в уравнение (19), контурными токами, аналогично тому, как это уже было сделано в уравнении (14) для прямоугольной сетки:

$$\begin{aligned} I_{L.k} &= \underline{A}_{LE} h/\rho; \quad I_{G.k} = \underline{A}_{GE} h/\rho; \quad I_{D.k} = \underline{A}_{DE} h/\rho; \\ I_{Q.k} &= \underline{A}_{QE} h/\rho; \quad I_{R.k} = \underline{A}_{RE} h/\rho. \end{aligned} \quad (21)$$

После преобразований уравнения (19) с учётом (21) получаем одно из уравнений системы для расчёта контурных токов:

$$\begin{aligned} I_{L.k} (R_{BE} + R_{ED} + R_{DF} + R_{FB}) - I_{G.k} R_{BE} - \\ - I_{D.k} R_{ED} - I_{M.k} R_{DF} - I_{E.k} R_{FB} = (-j\omega) \underline{B}_L^* Q_L \quad (22) \end{aligned}$$

Уравнения, аналогичные (21), записываются и для остальных треугольных контуров, например $BAEB$, $BFCB$, Число таких уравнений N_3 равно числу контуров. Они образуют линейную систему уравнений с мнимой правой частью, содержащую N_3 неизвестных значений векторных

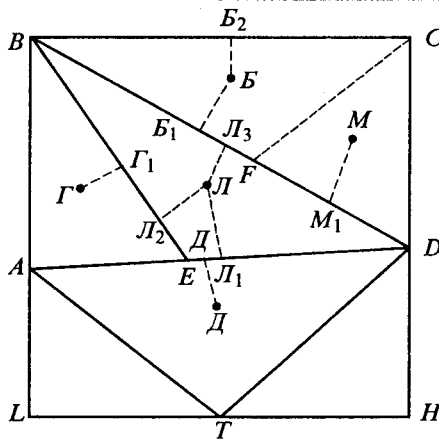


Рис.2. Треугольная сетка

электрических потенциалов, например, $\Delta_{ЛЕ}$, $\Delta_{ГЕ}$, $\Delta_{ДЕ}$, ..., или же соответствующих им контурных токов $I_{Л.к}$, $I_{Г.к}$, $I_{Д.к}$, ...

Для произвольного узла этой сетки, как и прямоугольной, выполняется уравнение (6), которое при разностной аппроксимации уравнений (4) и (7) соответствует первому закону Кирхгофа; например, для узла F имеем тождество:

$$(I_{Б.к} - I_{М.к}) + (I_{М.к} - I_{Л.к}) + (I_{Л.к} - I_{Б.к}) \equiv 0. (6'')$$

Использование треугольной сетки не влияет на формулировку граничных условий для решения задачи о распределении токов: она та же, что и при использовании прямоугольной сетки (раздел 2.1). Например, для области, представленной на рис.2, эти условия таковы: $I_{BLHCB.к} = \text{const}$. Таким постоянным числом может быть и нуль.

Реальные токи вычисляются после решения этой линейной системы из N_s уравнений в соответствии с соотношениями, вытекающими из (19) и (21):

$$\begin{aligned} I_{BE} &= \Delta_{ЛЕ} h/\rho - \Delta_{ГЕ} h/\rho = I_{Л.к} - I_{Г.к}; \\ I_{ED} &= \Delta_{ЛЕ} h/\rho - \Delta_{ДЕ} h/\rho = I_{Л.к} - I_{Д.к}; \\ I_{DF} &= \Delta_{ЛЕ} h/\rho - \Delta_{МЕ} h/\rho = I_{Л.к} - I_{М.к}; \\ I_{FB} &= \Delta_{ЛЕ} h/\rho - \Delta_{ЕБ} h/\rho = I_{Л.к} - I_{Б.к}; \end{aligned} (23).$$

Таким образом, при использовании треугольной сетки получены следующие дополнительные результаты (по сравнению с прямоугольной сеткой):

– расчётные выражения для вычисления реальных токов в участках (отрезках) сетки экрана через значения векторного электрического потенциала в контурах или через значения контурных токов сохраняются без изменений;

– без изменений сохраняются и уравнения, выражающие контурные токи в элементах сетки через значения векторного электрического потенциала в их центрах тяжести;

– допущения, которые принимаются [2,3] в методике расчёта контурных токов, подтверждаются уравнениями (21–23).

Следовательно, использование векторного электрического потенциала и присвоение его значения (или значения контурного тока) не узлам, а центрам тяжести контуров сетки позволяет при численном решении полевых проблем свести их к расчёту электрических цепей. Для этого требуется решить систему линейных уравнений, что позволяет избежать реализации вариационной задачи [8–10], как это принято в МКЭ. В инженерной практике методы расчёта электрических цепей широко применяются; это позволяет использовать опыт, накопленный при решении аналогичных задач.

2. Многосвязная область

Рассмотрим теперь метод решения этой задачи для многосвязной области: для экрана, выполненного из проводниковых материалов с различными удельными сопротивлениями, например, с какими-либо дополнительными впаивками в нем или же конструктивными отверстиями; в этом случае

$$\rho = \rho(X, Y) \quad (24).$$

Подразделим расчётную область на элементы (контуры). Число их определим таким, чтобы обеспечить необходимую для практики точность вычисления токов в экране.

2.1. Регулярная сетка. Выберем элементы в виде прямоугольных контуров аналогично изложенному в разделе 1.1 для односвязной области (1'). Результаты, полученные в нём, могут быть использованы и в этом разделе для многосвязной области (24) при условии, что в системе, состоящей из уравнений вида (16), эквивалентные удельные сопротивления участков для коэффициентов (сопротивлений) при неизвестных контурных токах вычисляются из соотношений вида:

$$\begin{aligned} \rho_{ЛД.э} &= 2\rho_{ЛД}/(\rho_{Л} + \rho_{Д}); \quad \rho_{ЛБ.э} = 2\rho_{ЛБ}/(\rho_{Л} + \rho_{Б}); \\ \rho_{ЛГ.э} &= 2\rho_{ЛГ}/(\rho_{Л} + \rho_{Г}); \quad \rho_{ЛМ.э} = 2\rho_{ЛМ}/(\rho_{Л} + \rho_{М}). \end{aligned} (25)$$

Аналогично вычисляются коэффициенты и для остальных сопротивлений системы уравнений вида (16). Отметим, что для "приграничных участков (отрезков)", например, для отрезка CD , $\rho_{ф.э} = 2\rho_{ф}$, а для отрезка GH : $\rho_{Д.э} = 2\rho_{Д}$.

2.2. *Нерегулярная сетка с треугольными элементами.* Выберем элементы в виде треугольных контуров аналогично изложенному в разделе 2.1 для односвязной области (1'). Результаты, полученные в нём, могут быть использованы и в этом разделе при условии, что коэффициенты (сопротивления) в системе, состоящей из уравнений вида (22), вычисляются с учётом эквивалентных удельных сопротивлений участков контуров:

$$\left. \begin{aligned} \rho_{BE,3} &= [\rho_L(LG/LL_2)\rho_G(LG/GG_1)]/[\rho_L(LG/LL_2) + \rho_G(LG/GG_1)]; \\ \rho_{ED,3} &= [\rho_L(LD/LL_1)\rho_D(LG/DD_1)]/[\rho_L(LD/LL_1) + \rho_D(LG/DD_1)]; \\ \rho_{DF,3} &= [\rho_L(LM/LL_3)\rho_M(LM/MM_1)]/[\rho_L \times \\ &\times (LM/LL_3) + \rho_M(LM/MM_1)]; \\ \rho_{FB,3} &= [\rho_L(LB/LL_3)\rho_B(LB/BB_1)]/[\rho_L(LB/LL_3) + \rho_B(LB/BB_1)]. \end{aligned} \right\} (26)$$

Аналогично вычисляются коэффициенты и для остальных сопротивлений системы уравнений вида (22). Отметим, что для "приграничных участков (отрезков)", например для отрезка BC , образующих в качестве контура односвязную область, например контур $BFCB$, сопротивления этих отрезков вычисляются так же, как в разделе 1.2 для односвязной области [уравнение (20')].

2.3. *Нерегулярная сетка с элементами произвольной конфигурации.* Результаты, полученные в предыдущих разделах для векторного электрического потенциала, контурных токов и сопротивлений контуров могут быть использованы и для расчёта распределения токов в экране при ее подразделении не только на прямоугольные или треугольные элементы, но и на элементы произвольной конфигурации. При этом предполагается, что стороны этих элементов могут быть не только прямолинейными, но и криволинейными, например, отрезками парабол. Принципиальным для использования этих результатов является уравнение (3), которое с помощью "теоремы о среднем (Лагранжа)" [6] определяет расчётное значение индукции \underline{B}^* каждого элемента.

3. Сопротивление элементов экрана зависит от распределения в ней температуры (нелинейная задача); области – односвязная или многосвязная

При обтекании экрана токами, индуктируемыми полем взаимной индукции в зазоре, распре-

деление температуры θ в элементах экрана называется неравномерным. Соответственно, удельное сопротивление этих элементов неодинаково даже для односвязной области, так что $\rho = \rho(X, Y, \theta)$, причём зависимость удельного сопротивления ρ контура от температуры выражается соотношением: $\rho = \rho_{15}(1 + \theta\rho_*)$. Здесь ρ_{15} – удельное сопротивление проводника в контуре при температуре $\theta = 15^\circ\text{C}$; ρ_* – температурный коэффициент увеличения сопротивления. Следовательно, для расчёта распределения токов необходимо одновременно найти и распределение температуры в элементах (контурах) экрана в установившемся тепловом режиме.

Эти установившиеся температуры и токи в элементах практически целесообразно определить как асимптоты, к которым они стремятся в переходном тепловом режиме в течение времени $t \rightarrow \infty$. При этом предполагается, что первоначально экран не обтекается током (поле взаимной индукции отсутствует), температура всех его элементов одинакова и равна температуре окружающей среды $\theta_{\text{окр}}$; затем экран подвергается воздействию поля взаимной индукции (1), и во всех его элементах при $t \rightarrow \infty$ устанавливаются различные значения тока и температуры.

Процесс нарастания температуры в элементах (контурах) экрана удобно представить в виде системы дифференциальных уравнений вида:

$$\partial\theta_{L,эл}/\partial t = (Q_{L,эл} - Q_{L,кон} - Q_{L,пр})/(cG_{L,эл}). \quad (27)$$

Здесь $\theta_{L,эл}$ – перегрев элемента; $Q_{L,эл}$ – потери, выделяющиеся в нем в момент времени t ; $Q_{L,кон}$ – потери, отводимые от элемента путем конвекции; $Q_{L,пр}$ – потери, отводимые от элемента в соседние (поступающие в элемент) путём теплопроводности; c – удельная теплоёмкость элемента экрана; $G_{L,эл}$ – масса элемента экрана.

Начальные условия для этой системы из N_3 дифференциальных уравнений первого порядка формулируются так: при $t = 0$ температура всех элементов экрана $\theta = \theta_{\text{окр}}$. Отметим, что вопросы выбора шага интегрирования Δt уравнений вида (22) системы, проблемы ее устойчивости и сходимости, связанные с выбором этого шага, имеют известные решения [6].

Определение установившейся температуры элементов (контуров) экрана как асимптоты переходного теплового режима предполагает очередное решение для каждого момента времени t двух задач: задачи о распределении токов с помощью системы уравнений вида (16) или (22); задачи о распределении температуры с помощью системы уравнений вида (27).

4. Сопротивление элементов экрана зависит от распределения в ней токов (нелинейная задача); области – односвязная или многосвязная

Используя понятие векторного электрического потенциала, можно решить нелинейную задачу, в которой удельное сопротивление экрана зависит от тока: $\rho = \rho(X, Y, I)$. Ее решение также удобно искать в виде асимптоты неустановившегося режима, когда по определенному закону возрастает амплитуда индукции результирующего поля в зазоре. Однако характер изменения ее целесообразно согласовать с характером изменения зависимости удельного сопротивления от тока.

5. Учёт реактивных сопротивлений элементов экрана

В начале отмечено, что в отличие от полей рассеяния обычной демпферной обмотки, стержни которой уложены в полужакрытые пазы, полями рассеяния проводящего экрана, уложенного на ферромагнитную поверхность наконечника полюса, мы пренебрегаем; учитываются только омические сопротивления, например, омическое сопротивление R_{BE} участка BE треугольной сетки (рис.2). Однако в общем случае эти поля целесообразно учесть, например, при высокой частоте ω токов экрана. Отметим, что в разделах 1 и 2 при представлении гармонических функций потока взаимной индукции, напряженности электрического поля, токов в экране нами использован символический метод [2,3]. Особенности этого метода позволяют при необходимости учесть эти поля рассеяния и соответствующие им реактивные сопротивления элементов (контуров) экрана: при его использовании остаются справедливыми уравнения для обоих законов Кирхгофа в общем случае, когда каждый участок цепи содержит не только омическое сопротивление, но и комплексное. Например сопротивление участка BE треугольной сетки является комплексным и равно Z_{BE} [2,3]. Эти особенности символического метода позволяют без дополнительных допущений записать N линейных уравнений системы, полученные в разделах 1 и 2:

– при использовании прямоугольной сетки в виде:

$$I_{Л.к}(Z_{ЛБ} + Z_{ЛГ} + Z_{ЛД} + Z_{ЛМ}) - I_{Б.к}Z_{ЛБ} - I_{Г.к}Z_{ЛГ} - I_{Д.к}Z_{ЛД} - I_{М.к}Z_{ЛМ} = (-j\omega) \dot{B}_{Л} Q_{Л}; \quad (16')$$

– при использовании треугольной сетки в виде:

$$I_{Л.к}(Z_{BE} + Z_{ED} + Z_{DF} + Z_{FB}) - I_{Г.к}Z_{BE} - I_{Д.к}Z_{ED} - I_{Q.к}Z_{DF} - I_{R.к}Z_{FB} = (-j\omega) \dot{B}_{Л} Q_{Л}. \quad (22')$$

Выводы

1. Распределение токов в экране определяется с учётом его параметров (проводимости экрана, его толщины и др.) из решения линейной системы уравнений с мнимой правой частью либо для векторного электрического потенциала токов, либо для контурных токов.

2. Метод позволяет решать задачи распределения токов в экране, сопротивление которого зависит от его температуры, а также для случая нелинейной среды. Решение удобно получать в виде асимптоты переходного процесса.

3. Допущения, которые принимаются [2,3] в методике расчёта контурных токов, справедливы для цепи произвольной структуры.

4. При использовании векторного электрического потенциала и присвоении его значения (или значения контурного тока) не узлам, а центрам тяжести контуров сетки экрана оказывается возможным при численном решении полевых проблем применить методы расчёта электрических цепей. Для этого требуется решить систему линейных уравнений, что позволяет избежать реализации вариационной задачи [8–10], как это принято в МКЭ.

Приложение. Определение точки приложения усредненной индукции по теореме Лагранжа [6]

$$\Delta Y \dot{B}_M \int_{\Delta X N} e^{-j\frac{\pi}{\tau} X} = \Delta Y \Delta X B_M e^{-j\frac{\pi}{\tau} \Delta X (N+\alpha)},$$

где $1 < N \leq N_{ш}$; $0 < \alpha < 1$.

Число α определяется из уравнения

$$\frac{2\tau}{\Delta X \pi} \sin \frac{\Delta X \pi}{2\tau} e^{-\frac{j\Delta X \pi}{2\tau}} = e^{-\frac{j\Delta X \pi}{\tau} \alpha}.$$

Анализ этого уравнения показывает, что в практических расчётах (при $\frac{\Delta X}{\tau} \leq 0,01$) $\alpha = 0,5$, так что точка Л совпадает с центром тяжести прямоугольного контура.

Список литературы

1. А.с. 817 866 СССР. Полюс синхронного двигателя / И.З. Богуславский, К.С. Демирчян, Ю.В. Жигулин, А.З. Лесохин // Открытия. Изобретения. 1981. № 12.
2. Нейман Л. Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т.2. М.: Энергия, 1981.
3. Küpfmüller K., Kohn G. Theoretische Elektrotechnik und Elektronik. Berlin: Springer, 1993.
4. Демирчян К.С., Богуславский И.З. Расчёт токов и потерь в роторе короткозамкнутого асинхронного двигателя с помощью обобщенной характеристики НС ротора // Электричество. 1980. № 5. С. 58–60.
5. Богуславский И.З. Магнитосвязанные контуры в машинах переменного тока при несинусоидальном питании // Изв. РАН. Энергетика. 1995. № 2. С. 52–58.

6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. М.: Наука, 1970.
7. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчёт электрических и магнитных полей. М: Энергия, 1970.
8. Богуславский И.З., Баушева Т.М. Методика инженерного расчёта поля в неоднородной среде ($\text{div } k \text{ grad } \Phi = 0$) // Электросила. 1973. № 29. С. 65–69.
9. Богуславский И.З. Токи и намагничивающая сила проводящей пластины во вращающемся поле явнополюс-

ной машины // Известия АН СССР. Энергетика и транспорт. 1980. № 5. С. 96–102.

10. Ziarani A., Konrad A. Galerkin's Method and the Variational Procedure // IEEE Transactions on Magnetics. 2002. Vol. 38, № 1. С. 190–199.

Богуславский И.З. – шеф-электрик Ленинградского электромашиностроительного завода (ЛЭЗ), доктор техн. наук, проф.

Генераторно-трансформаторный агрегат для работы в автономных системах электроснабжения

АЛИЕВ И.И., БЕСПАЛОВ В.Я., ВИЛЬДАНОВ К.Я., ЗАБОРА И.Г.

Рассмотрены конструкция и особенности работы новой электрической машины – генераторно-трансформаторного агрегата, приводятся основные области их применения. Даны практические рекомендации по их промышленному освоению.

The construction and features of operation for new electrical unit – Generator-transformer aggregate (GTA) are considered. GTA will be utilized for standalone operation with extreme parameters of moving environments (steam-gaseous, gas-liquid etc.) at high pressure and temperature. The engineering recommendations on industrial manufacturing of the GTA are given.

В настоящее время возрос интерес к автономным электрогенерирующим установкам малой мощности для электроснабжения промышленных и гражданских объектов не только в районах, удаленных от существующих энергосетей, но и вблизи них. Это во многом обусловлено экономической целесообразностью их использования, поскольку тенденции роста тарифов сетевой электроэнергии и снижения стоимости энергии, вырабатываемой с помощью нетрадиционных источников энергии, в том числе возобновляемых и экологически чистых, приобретают устойчивый характер. Последнее обстоятельство, наряду с возрастающими требованиями экологической безопасности, определяет актуальность как поиска новых методов преобразования и аккумулирования таких источников энергии, так и разработку новых эффективных конструкций генерирующих установок, к которым относится генераторно-трансформаторные агрегаты (ГТА).

Как известно, выпускаемые генерирующие устройства для автономных систем электроснабжения базируются на двух основных типах генераторов: синхронных и асинхронных. Асинхронные генераторы (АГ) обладают общеизвестными достоинствами: простотой и высокой надёжностью, малой массой и габаритами в сравнении с другими машинами, невысокой стоимостью, малой чувствительностью к КЗ и т.д. В силу этого АГ находят применение в качестве

генерирующих устройств для возобновляемых источников электроэнергии, для питания бортовых сетей мобильных объектов, в малогабаритных бензиновых электростанциях и др. Современная тенденция развития электроэнергетики предполагает, что в этих сферах для питания автономных электроприемников мощностью до 400 кВт наиболее целесообразно применение АГ вместо синхронных генераторов.

Однако АГ обладают рядом известных недостатков, ограничивающих их широкое распространение. К ним относятся: статистический характер возбуждения АГ, зависящий от случайных факторов, возбуждение АГ преимущественно при скоростях, равных или превышающих синхронную, необходимость иметь посторонний источник реактивной мощности (обычно батарею конденсаторов), создающий реактивные токи при намагничивании АГ, а также покрывающий потребности в реактивной мощности со стороны нагрузки, если последняя носит активно-индуктивный характер. При этом мощность конденсаторов в схеме АГ с самовозбуждением должна быть достаточно большой (примерно равной активной мощности АГ) [1].

Основными проблемами существующих электрогенерирующих установок с экстремальными условиями движущихся газовых, парогазовых и жидких сред с высокими давлением и температурой является их недостаточно высокая надёжность, малый ресурс, сложность эксплуатации и

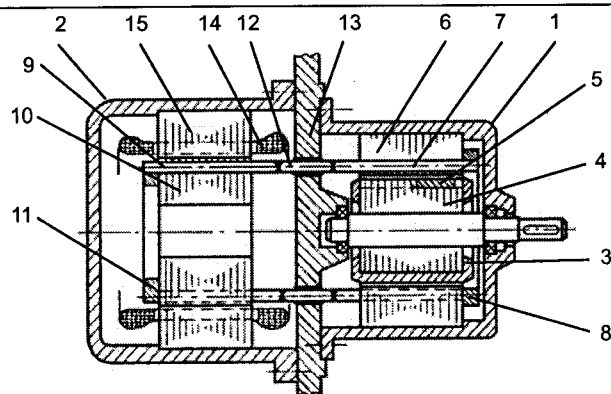


Рис.1. Генераторно-трансформаторный агрегат

ремонта. Это во многом связано с необходимостью использования герметичных уплотнений между вращающимся валом, связывающим турбину и вал генератора, и герметичным корпусом установки с экстремальными параметрами движущейся среды. Сам же асинхронный (или синхронный) генератор в этих установках всегда расположен снаружи герметичного корпуса.

Предлагаемая конструкция ГТА решает эти проблемы принципиально новым путём, за счёт того, что преобразование энергии из механической в электрическую происходит в самом герметичном объекте с экстремальными условиями движущейся среды, поскольку генераторная часть агрегата размещена непосредственно в герметичном объекте.

Генераторно-трансформаторный агрегат (рис.1), являясь разновидностью машинно-трансформаторных агрегатов [2,3], состоит из двух частей: генераторной части 1 в виде асинхронного генератора с гарантированным самовозбуждением (АГГС) [4,5] и трансформаторной части 2 в виде трансформатора – преобразователя напряжения и числа фаз с вращающимся магнитным полем (ТНФ) [6].

В свою очередь АГГС можно представить как совмещенную электрическую машину, в которой объединены обычный АГ с конденсаторным возбуждением и синхронный генератор (СГ) с постоянными магнитами.

Конструктивно АГГС, т.е. генераторная часть 1 агрегата представляет собой асинхронную машину с короткозамкнутой обмоткой 3 ротора 4, в зубцы которого вмонтированы небольшие постоянные магниты 5. Постоянные магниты размещены равномерно по зубцам сердечника ротора заподлицо с его рабочей поверхностью, образуя чередующиеся полюса, причём число зубцов ротора кратно числу магнитов. В

пазах сердечника статора 6 АГГС расположена Z-фазная стержневая обмотка 7 (где Z – число зубцов статора), замкнутая в торцевой части короткозамкнутом кольцом 8, наподобие короткозамкнутым кольцам обмотки ротора. Эта стержневая обмотка электрически соединена с первичной Z-фазной стержневой обмоткой 9 трансформаторной части 2 агрегата. Первичная стержневая обмотка 9 размещена в пазах внутреннего кольцевого сердечника 10 ТНФ и в торцевой части замкнута короткозамкнутым кольцом 11. Другие концы стержней 9 электрически соединены через электрические гермовводы 12 со стержнями 7 Z-фазной обмотки статора АГГС. Гермовводы 12 расположены равномерно по окружности и проходят через герметичную перегородку 13, разделяющую собственно генераторную часть 1 и трансформаторную часть 2 агрегата. Вторичная трёхфазная обмотка 14 трансформаторной части агрегата размещена в Z пазах наружного кольцевого сердечника 15. Цилиндрические поверхности зубцов наружного 15 и внутреннего 10 сердечников, соприкасаясь друг с другом, разделены небольшим (примерно 0,05 мм) технологическим зазором.

Генераторная часть 1 агрегата получает комбинированное возбуждение от постоянных магнитов 5 и конденсаторов. Для уменьшения ёмкости конденсаторов, последние подключаются по схеме "звезда" или "треугольник" к вторичной трёхфазной обмотке ТНФ.

Генераторно-трансформаторный агрегат работает следующим образом. При вращении ротора 4 АГГС от приводного двигателя его постоянные магниты 5, образуя чередующиеся полюса с числом равным числу полюсов статора 6, наводят в стержнях 7 Z-фазной обмотки статора Z-фазную симметричную систему ЭДС. Эти ЭДС вызывают появление симметричных Z-фазных токов, которые протекают по стержневой обмотке статора 7 и соединенной с ней первичной Z-фазной стержневой обмотке 9 трансформаторной части 2. При этом в магнитопроводе трансформаторной части 2 агрегата образуется круговое вращающееся магнитное поле с тем же числом полюсов, что и в обмотке статора 6 АГГС. Это поле индуцирует во вторичной трёхфазной обмотке 14 симметричную трёхфазную систему ЭДС и вызывает появление токов в обмотке 14 и реактивных токов конденсаторов, подключенных к вторичной обмотке ТНФ (рис.2). Реактивные токи конденсаторов служат источником дополнительной реактивной мощности, которая, складываясь с реактивной мощ-

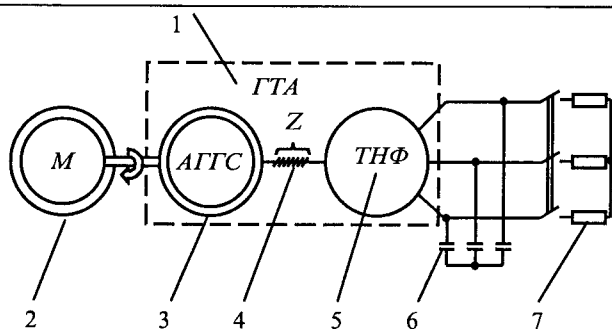


Рис. 2. Схема включения генераторно-трансформаторного агрегата (ГТА):

1 – ГТА; 2 – приводной двигатель; 3 – АГГС; 4 – Z-фазное соединение АГГС и ТНФ; 5 – ТНФ; 6 – конденсаторы возбуждения; 7 – трёхфазная нагрузка ГТА

ностью от вращающегося магнитного поля постоянных магнитов, обеспечивает усиление магнитного поля в АГГС. Тем самым обеспечивается самовозбуждение АГГС и отдача активной мощности трёхфазной нагрузке, подключенной к вторичной трёхфазной обмотке трансформаторной части агрегата (рис.2).

При этом самовозбуждение АГГС обеспечивается в широком диапазоне частот его вращения. Теоретически и практически установлено, что при любой частоте вращения ротора АГГС его магниты наводят ЭДС в стержневой обмотке статора, которые трансформируются в ТНФ и вызывают появление реактивных токов конденсаторов с последующим самовозбуждением ГТА. В этом случае относительная мощность возбуждения может варьироваться в пределах от нескольких процентов мощности агрегата до оптимального значения, которое определяется при проектировании ГТА. Таким образом, АГГС в составе ГТА имеет одно важное свойство: он, в отличие от обычного АГ, генерирует напряжение при любой, даже очень малой частоте вращения. При этом следует отметить, что частота напряжения и тока задается частотой вращения ротора АГГС, как это имеет место в обычных синхронных генераторах.

В то же время в формировании напряжения и частоты ГТА участвуют параметры роторно-статорной цепи АГГС и цепи ТНФ, т.е. активно-индуктивные параметры их обмоток и ёмкость возбуждающих конденсаторов. В этом отношении ГТА отличается от обычного АГ, в котором частота напряжения зависит от соотношения суммарной индуктивности статорной цепи и ёмкости конденсаторов возбуждения, а также от нагрузки генератора. Эти обстоятельства являются предметом проводимого теоретического и экспериментального исследования.

Весьма привлекательным свойством ГТА является возможность компенсации постоянными магнитами АГГС части реактивной мощности и, тем самым, уменьшения ёмкости конденсаторов возбуждения. Это чрезвычайно интересное как в теоретическом, так и в практическом отношении свойство является предметом изучения, которое связано с задачей оптимизации энергии постоянных магнитов и создаваемого ими магнитного потока в АГГС [5]. При этом предельное значение VH должно быть таким, чтобы АГГС в составе ГТА оставался бы АГ, не превращаясь по своим свойствам в СГ с постоянными магнитами. Таким образом, АГГС представляет собой электрическую машину, занимающую промежуточное положение между АГ и СГ с постоянными магнитами и обладающую их достоинствами, но свободную от ряда недостатков той и другой машины.

Указанные особенности АГГС в составе ГТА имеют принципиальное значение, так как при этом существенно расширяется диапазон использования скоростей ветра и течения воды для генерирования электроэнергии в ветро- и микроГЭС и значительно снижается масса и стоимость установки из-за уменьшения ёмкости конденсаторов.

На рис.3 представлен один из вариантов конструкции предлагаемого ГТА в составе микроГЭС. Из рис.3 видно, что собственно генераторная часть (АГГС) 1, входящая в агрегат, получает вращение ротора от рабочего пропеллерного колеса 6 турбины под действием потока воды, проходящей через входной 4 и выпускной

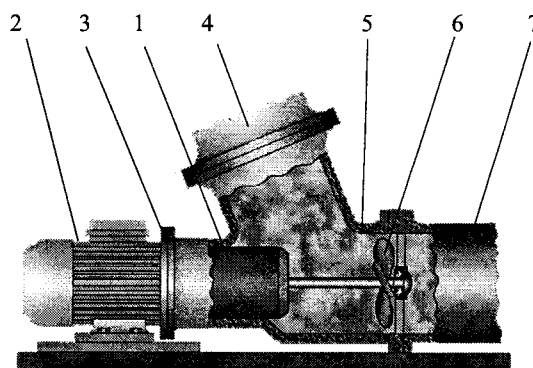


Рис.3. Вариант конструкции ГТА в составе микроГЭС:

1 – генераторная часть агрегата (АГГС); 2 – трансформаторная часть (ТНФ); 3 – герметичная перегородка; 4 – входной патрубок турбины; 5 – корпус микроГЭС; 6 – рабочее колесо турбины; 7 – выпускной патрубок турбины

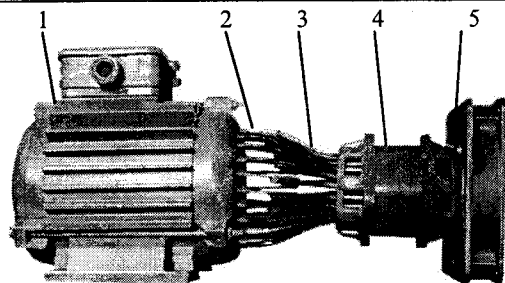


Рис.4. Макетный образец микро-ГЭС с ГТА:

1 – трансформаторная часть (ТНФ); 2 – первичная Z-фазная стержневая обмотка ТНФ; 3 – Z-фазная стержневая обмотка статора АГГС; 4 – генераторная часть (АГГС); 5 – пропеллерная турбинка

7 патрубков турбины микро-ГЭС. При этом генераторная часть агрегата находится в корпусе 5 турбины микроГЭС, т.е. в водной среде, а трансформаторная часть агрегата 2, отделенная от генераторной части герметичной фланцевой перегородкой 3, расположена в обычной воздушной среде. Таким образом, герметичная перегородка может быть фланцем 3 генераторной части агрегата, герметично закрывающим люк в корпусе герметичного объекта (рис.3), либо частью корпуса самого герметичного объекта (перегородка 13 на рис.1).

Ранее были разработаны и исследованы АГГС для использования в качестве генератора в созданных оригинальных автономных ветро-электрических станциях и микро-ГЭС мощностью до 2 кВт [4,5]. Разработана математическая модель АГГС [7], основанная на известных методах математического моделирования электрических машин [8]. На макетном образце ГТА с АГГС¹ (рис.4) были получены результаты, качественно подтверждающие расчётно-теоретические исследования рассматриваемых электрических машин.

Поскольку генераторная часть агрегата не имеет проводниковой и пазовой изоляции статорной обмотки, а сама обмотка выполняется не всыпной, а стержневой, то это позволяет довести коэффициент заполнения пазов статора проводниковым материалом до единицы и, тем самым, поднять КПД и существенно увеличить удельную мощность АГГС. Последнее обстоятельство часто бывает определяющим при конструировании генерирующих установок, работа-

ющих в автономных объектах с экстремальными условиями окружающей среды. Названные особенности конструкции ГТА позволяют обеспечить часто возникающую необходимость размещения в области объектов с экстремальными параметрами движущихся сред (жидких, парогазовых, газоплазменных, термальных и др.), высоконадёжных генерирующих устройств с минимально возможными габаритами и массой.

Выводы

1. Предлагаемая разработка генераторно-трансформаторного агрегата решает проблемы повышения надёжности и ремонтпригодности электрогенерирующих установок с экстремальными условиями движущихся газовых, парогазовых и жидких сред принципиально новым путём за счёт того, что:

- передача энергии между герметичным объектом с экстремальными условиями движущейся среды и окружающей средой с обычными параметрами осуществляется не механическим путём через вращающийся вал турбины к валу генератора, а электрическим путём при передаче энергии от стержневой Z-фазной обмотки статора генератора к Z-фазной стержневой обмотке трансформатора с вращающимся магнитным полем, таким образом, преобразование энергии из механической в электрическую происходит в самом герметичном объекте;

- генераторная часть агрегата не имеет традиционной проводниковой и пазовой изоляции обмоток, которые являются наименее надёжной частью обычных электрических машин, при этом достигается максимально высокий коэффициент заполнения пазов статора проводниковым материалом, равный 1; тем самым удельная мощность генераторной части, расположенной в герметичном объекте может быть в 2–3 раза больше по сравнению с обычными генераторами.

2. Трансформатор напряжения и числа фаз (ТНФ) может быть сконструирован на выходное трёхфазное напряжение 6/10 кВ. В этом случае отпадает необходимость в использовании дополнительного трансформатора при передаче электроэнергии этим напряжением.

3. В рассматриваемом ГТА в силу особенностей его конструкции обеспечивается максимальная унификация деталей и сборочных единиц, а также возможность компоновки ГТА из съёмных и взаимозаменяемых машин и создания отрезка серии таких агрегатов на базе серийно выпускаемых асинхронных двигателей серий 4А, АИР, 5Р и др. Это позволит снизить трудо-

¹ Макетный образец ГТА получил золотую медаль на IY Московском международном Салоне инноваций и инвестиций (ВВЦ, 25–28 февр. 2004 г.)

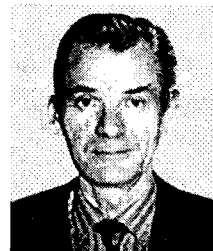
ёмкость изготовления подобных ГТА до уровня серийных машин и повысить ремонтпригодность таких агрегатов, а также использовать производственные мощности электромашиностроительных заводов РФ, занятых выпуском подобных электрических машин, без значительных капитальных вложений в подготовку и сопровождение нового производства.

Список литературы

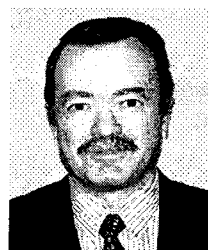
1. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1974.
2. Свечарник Д.В., Забора И.Г. Машинно-трансформаторный агрегат // Электротехника. 1998. №9.
3. Ставинский А.А., Забора И.Г., Кимстач О.Ю., Казанский С.Б. Анализ электромеханических преобразователей для герметичного электропривода // Электротехника. 2002. № 3.
4. Свидетельство РФ на полезную модель № 1742. Асинхронный генератор / Алиев И.И., Беспалов В.Я., Клоков Ю.Б. // Открытия. Изобретения. 1996. № 7.
5. Алиев И.И. Динамические режимы асинхронного генератора с гарантированным самовозбуждением // Электричество. 2002. № 6. С.37–40.
6. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.
7. Алиев И.И. Беспалов В.Я., Чернов Р.О. Переходные режимы асинхронного генератора с гарантированным самовозбуждением при симметричной нагрузке // Электротехника. 1999. № 9.
8. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1987.



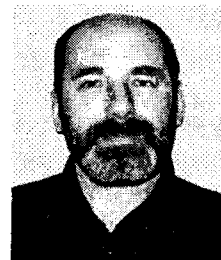
Алиев Исмаил Ибрагимович – профессор кафедры электротехники и электрооборудования Московского института коммунального хозяйства и строительства (МИКХиС). В 1970 г. окончил Новочеркасский политехнический институт. В 1984 г. защитил кандидатскую диссертацию.



Беспалов Виктор Яковлевич – профессор кафедры электромеханики МЭИ (ТУ), академик РАЭН. В 1960 г. окончил Московский энергетический институт. В 1992 г. защитил докторскую диссертацию.



Вильданов Камил Якубович – профессор кафедры электротехники и электрооборудования МИКХиС. В 1967 г. окончил электромеханический факультет МЭИ. В 2000 г. защитил докторскую диссертацию.



Забора Игорь Георгиевич – доцент кафедры электротехники и электрооборудования МИКХиС. В 1975 г. окончил Московский институт радиотехники, электроники и автоматики (МИРЭА). В 1986 г. защитил кандидатскую диссертацию.

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Влияние особенностей функционирования шагового электродвигателя на долговечность зубчатых передач редуктора привода

КРОЛЬ И.А., АРОНЗОН А.Н.

НПП ВНИИЭМ

Изложен ряд дополнений к методике ГОСТ 21354-87, позволяющих учесть влияние шагового электродвигателя на долговечность зубчатых передач редуктора привода. Приведена методика определения расчетной нагрузки и числа циклов изменения напряжений для проведения поверочного расчета на прочность при изгибе цилиндрических эвольвентных зубчатых передач внешнего зацепления, входящих в привод с шаговым электродвигателем.

Is described additions to methods of National Standard GOST 21354-87. These additions enable to take into account influence of step-by-step electric motor functioning on functioning durability of gears in electric drive structure. In this article is described a new method of settlement loading and pressure change cycles number calculation. This method is applied to verifying calculation in situation of bending of cylindrical evolute gears of external engagement in structure of electric drive.

В практике разработки тяжело нагруженных редукторных электроприводов, имеющих длительный срок эксплуатации, возникают задачи

расчётной оценки долговечности зубчатых передач редукторов при заданных нагрузках. Для решения такой задачи для цилиндрических

эвольвентных передач имеется ГОСТ 21354-87 [1]. Стандарт позволяет производить расчёты на прочность зубчатых передач с приводом от двигателя с постоянной частотой вращения (с непрерывным вращением). В последних разработках НПП ВНИИЭМ в качестве приводного использован шаговый двигатель с дискретным "шаговым" движением ротора, вследствие этого зубья редуктора подвергаются большему числу циклов изменения изгибных напряжений.

Поэтому в расчётные формулы стандарта требуется внести ряд дополнений, позволяющих учесть влияние шагового двигателя на долговечность зубчатых передач, рассмотрению которых посвящена данная статья.

При передаче крутящего момента (рис.1,а) в зацеплении кроме нормальной силы F_n действует сила трения $F_{тр} = F_n f$, связанная со скольжением. Под действием этих сил зуб находится в сложном напряженном состоянии. Решающее влияние на работоспособность зубчатых передач оказывают два напряжения, вызываемые этими силами: контактные и напряжения изгиба. Для каждого зуба эти напряжения не являются постоянно действующими, они изменяются во времени по некоторому прерывистому от нулевого циклу. Время действия изгибных напряжений за один оборот колеса t_1 равно продолжительности зацепления одного зуба t_2 (рис.1,б). Длительность действия контактных напряжений равна продолжительности пребывания в данной точке поверхности зуба с учётом зоны распространения контактных напряжений [2].

В расчёте на прочность критерием возможности применения зубчатой передачи в изделии является превышение допускаемых изгибных и контактных напряжений для материала шестерни (зубчатого колеса) над расчётными напряже-

ниями, возникающими в материале при заданной эксплуатационной нагрузке. При выполнении этого критерия считается, что за требуемый для изделия срок службы выкрашивание рабочих поверхностей зубьев и их усталостная поломка не произойдут.

В расчётной формуле для определения допускаемого для материала напряжения используется коэффициент долговечности, который учитывает влияние срока службы передачи и режимы ее нагружения. Значение этого коэффициента показывает на каком участке кривой усталости работает материал: малоцикловой или многоцикловой усталости. Стандартом назначен диапазон возможных значений коэффициента долговечности. Приближение его значения к нижней границе говорит о том, что требуемое число циклов напряжений слишком велико для данного материала, т.е. возможен преждевременный выход передачи из строя, и требуется изменение материала колес либо его термообработки или уменьшение срока службы редуктора.

При применении в редукторном приводе двигателя с постоянной частотой вращения за срок эксплуатации зубья шестерни (колеса) редуктора претерпевают число циклов изменения напряжений, равное числу оборотов шестерни (колеса) за это время, так как каждый зуб входит и выходит из зацепления один раз за оборот и каждая точка зуба за один оборот колеса нагружается единожды.

В случае применения в качестве приводного шагового двигателя число циклов изменения напряжений, воспринимаемое зубьями колес редуктора, возрастает, так как кроме того, что зубья испытывают изменение напряжений при входе/выходе из контакта, они подвергаются действию изменения крутящего момента, развиваемого двигателем на каждом "шаге". Угловые повороты ротора двигателя – "шаги" повторяются с некоторой, задаваемой от системы управ-

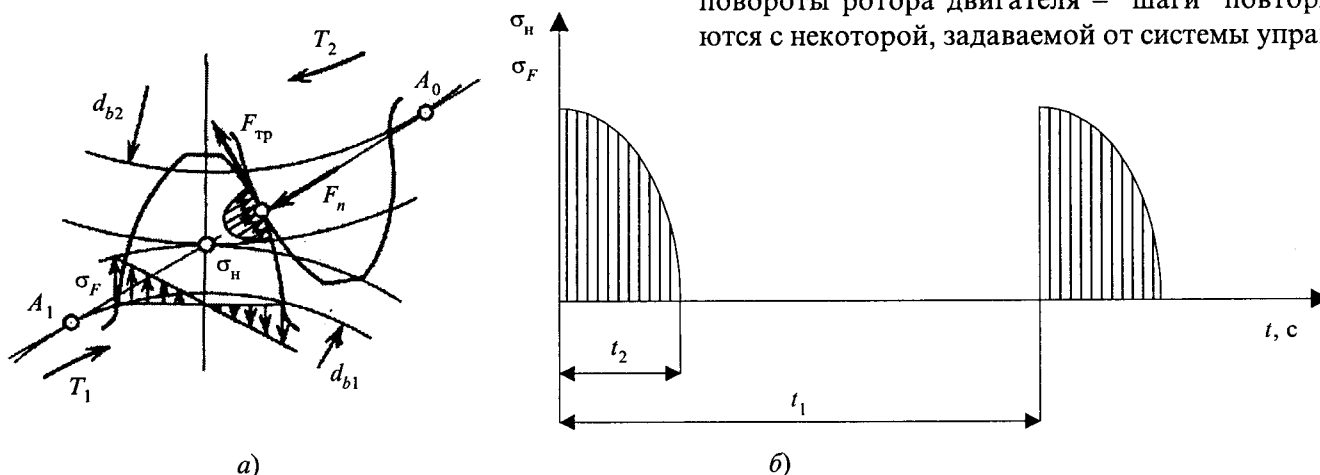


Рис.1. Напряжения в зубчатом сцеплении

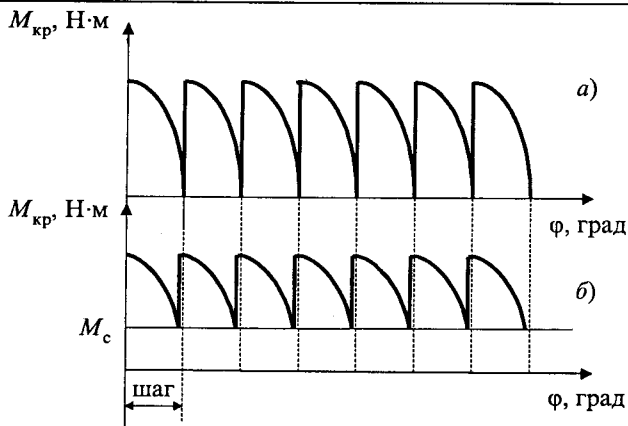


Рис.2. Диаграмма работы идеального шагового двигателя (а) и реального двигателя (б)

ления приводом (контроллером), частотой. При каждом "шаге" крутящий момент нарастает до максимального, развиваемого двигателем, а затем снижается до некоторого уровня, обусловленного моментом сопротивления нагрузки M_c (рис.2) [3,4].

Следовательно, механизм возникновения контактных напряжений идентичен при применении как электродвигателя с постоянным вращением, так и шагового двигателя, так как в каждой точке контакта зубьев на линии зацепления максимальная сила нормального давления F_n остаётся постоянной.

При работе зуба на изгиб при каждом "шаге" двигателя зуб претерпевает цикл изменения напряжения изгиба (рис.3), так как кроме изменения значения напряжения изгиба, связанного с уменьшением плеча силы (рис.1,а) при движении точки контакта по линии зацепления от головки к ножке, наблюдаются пульсации крутящего момента (силы нормального давления), создаваемого двигателем (рис.2) с частотой перекоммутации фаз f .

Следовательно, даже считая, что привод с шаговым двигателем постоянно работает с од-

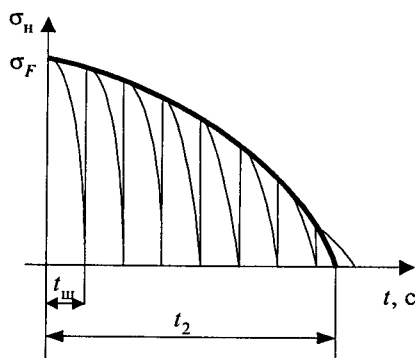


Рис.3. Циклы изменения напряжений изгиба при повороте на один зуб

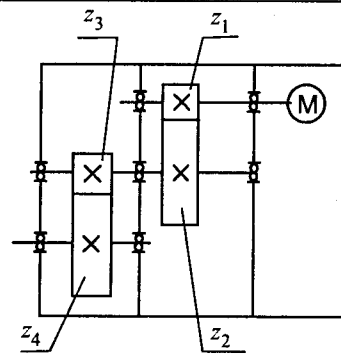


Рис.4. Кинематическая схема привода

ной частотой вращения (при одной частоте "шагания"), можно рассматривать это как работу в k -м количестве режимов, где k – количество "шагов" двигателя, необходимых для поворота колеса на один зуб (рис.3).

Определим расчётную нагрузку и число циклов изменения напряжений для проведения проверочного расчёта на прочность при изгибе цилиндрических эвольвентных зубчатых передач внешнего зацепления, входящих в привод с шаговым двигателем.

Как видно из рис.4, шестерня первой передачи жестко скреплена с валом (ротором) двигателя, т.е. она движется угловыми "шагами" совместно с ним. За один оборот ротор двигателя делает $360^\circ/\Delta$ "шагов", где Δ – угловой "шаг" ротора двигателя, градус.

Соответственно, число "шагов" двигателя, которые он совершает для того, что бы шестерня повернулась на один зуб, может быть вычислено по формуле

$$N = \frac{360^\circ}{\Delta z_1}, \quad (1)$$

где z_1 – число зубьев шестерни 1.

Работая в зацеплении с колесом, шестерня, перемещаясь угловыми, "шагами" передает эти углы поворота колесу. Как известно, профили зубьев колес контактируют по линии зацепления, и в любой момент времени на этой линии имеется не менее одной точки контакта зубьев. Угловой "шаг", ввиду специфики работы двигателя, сопровождается ударом контактирующих поверхностей, т.е. циклом изменения напряжений. Поэтому зуб колеса, также как и зуб шестерни, находящийся с ним в контакте, претерпевает одинаковое число циклов изменения напряжений, пропорциональное числу "шагов" двигателя, совершаемого им для поворота шестерни на один зуб. Как и в случае применения в приводе двигателя с постоянной частотой вра-

щения, циклы изменения напряжений будут наблюдаться также и при входе/выходе зубьев из зацепления. Эти моменты временами могут как совпадать с первым касанием зубьев на шаге, так и происходить не одновременно. Совпадение этих событий зависит от многих параметров, таких как число зубьев шестерни 1, значений передаточных отношений в передачах редуктора, "шага" двигателя, что не позволяет получить универсальную формулу расчёта числа циклов изменения напряжений для учёта всех возможных значений. Поэтому рассмотрим их как не связанные события и выделим наиболее неблагоприятный вариант.

В соответствии с внесенными предположениями и выводами получаем, что число циклов изменения напряжений для шестерни 1 может быть вычислено по формуле:

$$N_{k1} = 60n_1t \left(1 + \frac{360^\circ}{\Delta z_1} \right),$$

где T – время работы привода, ч; n_1 – частота вращения шестерни 1, об/мин.

При этом частота вращения ротора двигателя

$$n_1 = \frac{\Delta f}{6}, \quad (2)$$

где f – частота подачи сигнала на перекоммутацию фаз (частота "шагания"), Гц.

Так как число зубьев колеса в передаточное число раз больше, чем число зубьев шестерни, то и число входов в контакт каждый из зубьев колеса за время работы редуктора будет иметь в передаточное число раз меньшее. Следовательно, и число циклов изменения напряжений, вызванное "шагами" двигателя при повороте колеса на один зуб, будет в передаточное число раз меньше, чем у шестерни.

Поэтому формула для вычисления числа циклов изменения напряжений для зубчатого колеса и шестерни, находящихся на втором валу, будет иметь вид:

$$N_{k2} = N_{k3} = 60n_1t \left(1 + \frac{360^\circ}{\Delta z_1} \right) \frac{z_1}{z_2} = 60n_2t \left(1 + \frac{360^\circ}{\Delta z_1} \right).$$

Для колес, установленных на третьем валу редуктора, число циклов изменения напряжения за время работы редуктора будет меньше чем, у колес, находящихся на втором валу, в z_3/z_4 раза (передаточное отношение между этими валами):

$$N_{k4} = N_{k5} = 60n_1t \left(1 + \frac{360^\circ}{\Delta z_1} \right) \frac{z_1}{z_2} \frac{z_3}{z_4} = 60n_3t \left(1 + \frac{360^\circ}{\Delta z_1} \right).$$

Соответственно, для любого зубчатого колеса (шестерни) внешнего зацепления число циклов изменения напряжения может быть вычислено по формуле:

$$N_k = 60n t \left(1 + \frac{360^\circ}{\Delta z_1} \right) = 10 \frac{\Delta}{\prod_1^b i_j} f t \left(1 + \frac{360^\circ}{\Delta z_1} \right), \quad (3)$$

где n – частота вращения вала, на котором установлено колесо (шестерня), об/мин; b – число валов в редукторе; i – передаточное отношение, при этом $i_1 = 1$.

Вычисление расчётной эквивалентной нагрузки

ГОСТ 21354-87 предлагает несколько методов учёта нагрузок изменяющихся во времени:

- эквивалентных циклов;
- эквивалентных моментов;
- эквивалентных напряжений.

Метод эквивалентных моментов является наиболее информативным, так как эквивалентный момент учитывает значение и длительность всех уровней нагрузки зубчатых колес редуктора и удобен при паспортизации редукторов.

Результатом вычисления по предлагаемому методу является эквивалентный крутящий момент, создаваемый шаговым двигателем при провороте на один зуб. В дальнейшем этот момент используется при проведении расчёта зубьев на прочность при изгибе. Расчёт ведется для первой от двигателя зубчатой передачи.

Общий вид формулы:

$$T_{FE} = T_{\max} \sqrt[q_F]{\sum_{i=1}^{N_k} \left(\frac{T_i}{T_{\max}} \right)^{q_F} \frac{N_{ci}}{N_k}}, \quad (4)$$

где T_{\max} – максимальный момент, создаваемый двигателем; T_i – крутящий момент в i -м режиме работы; N_{ci} – число циклов изменения напряжения, возникающих в i -м режиме работы; N_k – общее число циклов изменения напряжений, испытываемых шестерней за весь срок службы редуктора; $q_F = 6$ – для зубчатых колёс с однородной структурой материала, зубчатых колес со шлифованной переходной поверхностью, независимо от твёрдости и термообработки зубьев; $q_F = 9$ – для зубчатых колёс азотированных, цементированных и нитроцементированных с нешлифованной переходной поверхностью.

При этом число циклов, испытываемых шестерней (колесом) при i -м режиме работы двигателя (здесь под i -м режимом понимается перемещение на один шаг) всегда составляет 1, а крутящий момент

$$T_i = \frac{T_{\max} \Delta z_1}{360} j, \quad (5)$$

где $j = \text{int}(360/\Delta z_1) \dots 1$ (int – оператор округления до целого).

Число циклов изменения напряжений изгиба, претерпеваемых зубом при совершении двигателем числа шагов, необходимых для поворота на один зуб, вычисляется по формуле (1).

После подстановки зависимостей (1) и (5) в формулу (4), она принимает вид:

$$T_{FE} = T_{\max} \sqrt[q_F]{\sum_{k=1}^j \left(\frac{\Delta z_1}{360} k \right)^{q_F} \frac{\Delta z_1}{360}}. \quad (6)$$

Анализ формулы (6) позволяет сделать следующие выводы:

- значение эквивалентной нагрузки зависит от "шага" двигателя;
- эквивалентная нагрузка, создаваемая двигателем, всегда меньше, чем максимальная, создаваемая двигателем;
- основной вклад в значение эквивалентной нагрузки вносят первые приходящиеся на зуб "шаги" двигателя, так как дробь в степени q_F (9) быстро убывает.

На основании полученных расчётных зависимостей для передач внешнего зацепления можно сделать следующие выводы:

1. При применении в приводе шагового двигателя с малым "шагом" для уменьшения влияния его функционирования на долговечность зубчатых передач рекомендуется для передач внешнего зацепления выбирать число зубьев шестерни наибольшим из возможных для обеспечения массогабаритных параметров редуктора.

2. В двух одинаковых редукторных приводах, один из которых с двигателем непрерывного вращения, а другой с шаговым двигателем, имеющих одинаковый максимальный крутящий момент, частоту вращения и срок эксплуатации:

- зубчатые колеса редукторов приводов будут иметь одинаковое число циклов изменения контактных напряжений;
- зубчатые колеса редуктора с приводом от шагового двигателя будут претерпевать большее, чем в другом рассматриваемом приводе, число циклов изменения напряжений изгиба;
- эквивалентная расчётная нагрузка на зубчатые колеса редукторов приводов будут всегда меньше при применении шагового двигателя;
- если для передачи с приводом от двигателя постоянного вращения условие прочности зубьев по изгибным напряжениям будет выполнено, то оно будет выполняться и для передачи с приводом от шагового двигателя.

Список литературы

1. ГОСТ 21354-87. Передачи зубчатые цилиндрические эвольвентные внешнего зацепления. Расчёт на прочность.
2. Иванов М.Н. Детали машин. М.: Высшая школа, 1991.
3. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Под. ред. М.Г. Чиликина. М.: Энергия, 1971.
4. Кенио Т. Шаговые электродвигатели и их микропроцессорные системы управления. М.: Энергоатомиздат, 1984.

Кроль Илья Абрамович – начальник лаборатории технической кибернетики НПП ВНИИЭМ, канд. техн. наук. В 1961 г. окончил факультет приборов управления и контроля МИХМ, в 1968 г. – механико-математический факультет МГУ. В 1979 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Методы экспериментальной оценки надежности систем электрооборудования".

Аронзон Александр Натанаельевич – научный сотрудник НПП ВНИИЭМ. В 1998 г. окончил факультет информационных технологий МГТУ "Станкин".

Разработка методики оценки надёжности электроприводов механизмов, содержащих зубчатый редуктор

КРОЛЬ И.А., АРОНЗОН А.Н.

НПП ВНИИЭМ

Приведена методика оценки надёжности работы цилиндрических эвольвентных зубчатых передач внешнего зацепления, а также подшипниковых опор, входящих в редуктор электропривода, позволяющая определять вероятность их безотказной работы за срок эксплуатации привода.

В практике разработки приводов солнечных батарей для космических аппаратов возникают

Is described an estimation method designed for reliability estimation of cylindrical evolver gears external engagement and bearing support functioning in structure of electrical drive reducer. The method enables to define non-failure operation probability for such devices for term of electric drive connected to gear reducer life cycle.

задачи расчётной оценки их надёжности. Как известно, к таким системам предъявляются вы-

сокие требования по надёжности. В составе каждого из приводов для снижения частоты вращения приводного двигателя используется зубчатый редуктор. В данной статье приводится методика оценки надёжности работы зубчатых передач и подшипниковых опор, входящих в редуктор, позволяющая определять вероятность их безотказной работы за срок эксплуатации привода.

Надёжность тяжело нагруженного электропривода во многом определяется надёжностью входящего в его состав редуктора. Зубья колёс редуктора находятся в непосредственном контакте, в их материале возникают изгибные и контактные напряжения, вызванные действием в зацеплении сил нормального давления и сил трения. Напряжения изменяются во времени по некоторому прерывистому отнулевому циклу. Переменные напряжения являются причиной как усталостного разрушения зубьев, так и износа и заедания, что приводит к отказу электропривода.

Для общепромышленного применения используются различные типы редукторов и зубчатых передач: цилиндрические прямозубые и косозубые, червячные, конические и др. Для каждого из типов передач существуют стандартизованные методики, позволяющие производить оценку надёжности зубчатых передач [1]. Для этих целей стандарты предлагают производить расчёт на прочность при действии вышеуказанных напряжений. Поверочный расчёт ведется отдельно на контактную прочность и прочность при изгибе. Критерием, определяющим возможность использования зубчатой передачи, является превышение или равенство допускаемого для материала колес передачи, напряжения над расчётным. Коэффициент запаса прочности, учитываемый при определении допускаемого напряжения в соответствии со стандартными методиками, определен для вероятности неразрушения 0,99. Следовательно, можно сделать вывод, что вероятность безотказной работы по результатам каждого из расчётов при выполнении поверочного критерия равна 0,99.

Для разных областей использования зубчатых редукторов выдвигаются различные требования по уровню надёжности изделия. Для использования зубчатой передачи в общепромышленном редукторе такая оценка надёжности допустима. Однако для особо ответственных изделий – объектов космической промышленности и атомной энергетики требования по надёж-

ности значительно выше и данная методика не позволяет сделать вывод о надёжности изделия.

В связи с этим, возникает задача разработки методики, позволяющей произвести расчёт вероятности безотказной работы зубчатой передачи при заданной нагрузке с более высокой точностью.

Для решения этой задачи предлагается составить дополнение к имеющимся стандартизованным методикам, основанное на предположении, что для режима штатной эксплуатации зубчатых передач при заданной нагрузке суммарное число циклов напряжений, испытываемое зубом до разрушения, имеет логарифмическое нормальное распределение. В качестве параметров распределения принято: суммарное число циклов до разрушения зуба, определяемое с вероятностью 99% (99% ресурс работы передачи), и среднеквадратическое отклонение логарифма числа циклов до разрушения, равное 0,3. Указания на это имеются в [2]. Вычисление выносливости зубьев при действии изгибной и контактной нагрузки с вероятностью неразрушения 99%, исходя из допустимой (предельной) прочности материала зубчатых колес, производится по стандартизованной методике, разработанной для расчёта на прочность рассматриваемого типа передач. По этой методике, рассчитываются фактические и допускаемые напряжения в зубе от действия на него контактной и изгибающей нагрузки.

Если расчётные напряжения, возникающие в материале зуба меньше допустимых, зубчатая передача имеет запас прочности, при этом делается вывод, что вероятность неразрушения зубьев передачи не менее 0,99. Полученный запас прочности естественно можно использовать для определения уровня вероятности неразрушения, большего, чем 0,99. Для этого, необходимо решить смешанную задачу определения допускаемого напряжения, обеспечивающего с вероятностью 99% отсутствие разрушения за заданное число циклов напряжения. В двойственной задаче по фактической (расчётной) нагрузке определяется число циклов напряжений, которое обеспечивается с вероятностью неразрушения 99%. Затем это значение (возможно во много раз превосходящее заданное за время эксплуатации число циклов нагружения) используется для оценки вероятности неразрушения за заданное число циклов нагружения.

Более подробно рассмотрим применение предлагаемой методики на примере определения вероятности безотказной работы для эвольвен-

тных цилиндрических зубчатых передач, так как они являются наиболее распространенными во всех областях машиностроения.

Расчёт на прочность эвольвентных цилиндрических зубчатых передач осуществляется по ГОСТ 21354-87 [3]. Как уже говорилось, в соответствии со стандартом производится два расчёта: на контактную прочность и прочность при действии изгибных напряжений. Расчёты имеют одинаковую структуру вычислительного процесса, поэтому рассмотрим применение предлагаемой методики для расчёта контактной прочности.

Исходя из значений действующего контактного напряжения в полюсе зацепления зубчатых колёс и допустимого контактного напряжения, а также с учётом точки перелома кривой усталости материала зубчатых колёс, определяется допустимое для данного колеса суммарное число циклов напряжений $N_{k(0,99)}$. Это значение интерпретируется как 99% ресурс, т.е. вероятность того, что случайное число циклов напряжений ξ , отрабатываемое шестерней (зубчатым колесом) до разрушения при данном нагружении, превысит $N_{k(0,99)}$ с вероятностью 0,99.

Для этого производятся следующие вычисления:

$$\sigma_H = Z_E Z_H Z_\varepsilon Z_\beta \sqrt{\frac{F_t}{b_w d_{wl}} \frac{u-1}{u}} \sqrt{K_H}; \quad (1)$$

$$\sigma_{HP} = \frac{\sigma_{H \lim} Z_N}{S_{H \min}} Z_R Z_\theta. \quad (2)$$

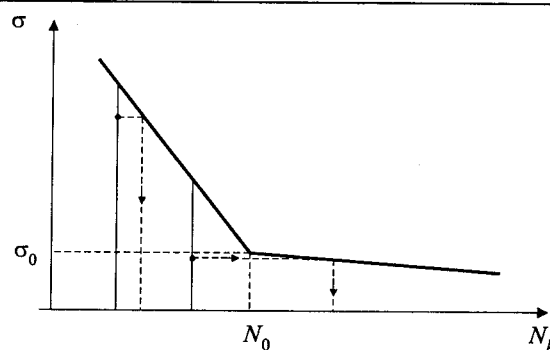
Обозначения и расчётные формулы для величин, используемых в формулах (1) и (2), приведены в соответствии с ГОСТ 21354-87 [3].

Рассчитанное по формуле (1) при заданном нагружении значение действующего в полюсе зацепления контактного напряжения подставляется в формулу (2) для определения допустимого контактного напряжения σ_{HP} , как величина допустимого контактного напряжения σ_H , т.е. принимается что $\sigma_H = \sigma_{HP}$.

При этом получаем формулу для вычисления коэффициента долговечности шестерни (зубчатого колеса):

$$Z_N = \frac{\sigma_H S_H}{\sigma_{H \lim} Z_R Z_\theta}. \quad (3)$$

Кривая усталости материала (рисунок) имеет две области: малоциклового и многоциклового усталости. Область малоциклового усталости – наклонный участок, который в точке, где число циклов напряжений зуба равно базовому для



Кривая усталости в логарифмическом масштабе

данного материала числу циклов напряжений, переходит в участок с очень малым наклоном – участок многоциклового усталости.

Если число циклов изменения напряжений за срок службы передачи относится к участку малоциклового усталости кривой усталости, то поиск суммарного числа циклов $N_{k(0,99)}$ требуется вести в первую очередь на этом участке кривой усталости.

Вычисление производится по формуле:

$$N_{k(0,99)} = \frac{N_{H \lim}}{Z_N^6},$$

где $N_{H \lim}$ базовое число циклов напряжений, соответствующее пределу выносливости материала зубчатого колеса (шестерни); Z_N – коэффициент долговечности шестерни (зубчатого колеса), вычисленный по (3).

Если значение, полученное при расчёте, оказывается больше, чем базовое число циклов напряжения, то $N_{k(0,99)}$ относится к области многоциклового усталости и требуется произвести пересчёт $N_{k(0,99)}$ по формуле:

$$N_{k(0,99)} = \frac{N_{H \lim}}{Z_N^{20}}. \quad (4)$$

Если же число циклов изменения напряжений за срок службы передачи сразу относилось к участку многоциклового усталости кривой усталости, то вычисление суммарного числа циклов $N_{k(0,99)}$ следует сразу вести по формуле (4).

Полагаем, что число ξ циклов до разрушения имеет логарифмически нормальное распределение со следующими параметрами:

- математическим ожиданием логарифма суммарного числа циклов напряжений до разрушения m_{\ln} ;

- среднеквадратическим отклонением σ_{\ln} логарифма числа циклов до разрушения, равным 0,3.

Исходя из этого, получаем следующие формы записи для 99% ресурса шестерни (зубчатого

го колеса): $P(\xi > N_{k(0,99)}) = 0,99$ или $P(\xi < N_{k(0,99)}) = 0,01$.

Раскроем эту формулу:

$$P(\xi < N_{k(0,99)}) = \Phi\left(\frac{\ln(N_{k(0,99)} - m_{\ln})}{\sigma_{\ln}}\right) = 0,01.$$

Отсюда находим математическое ожидание логарифма суммарного числа циклов напряжений до разрушения:

$$m_{\ln} = \sigma u_{0,99} + \ln(N_{k(0,99)});$$

$$m_{\ln} = \ln(N_{k(0,99)}) - u_{0,01}\sigma_{\ln} = \ln(N_{k(0,99)}) + u_{0,99}\sigma_{\ln},$$

где $u_{0,01}$, $u_{0,99}$ – квантили нормированного нормального распределения уровня 0,01 и 0,99 соответственно.

Затем, исходя из параметров распределения m_{\ln} и σ_{\ln} , можно вычислить вероятность безотказной работы (ВБР) зубчатой шестерни (колеса) за заданный срок эксплуатации при заданном нагружении:

$$\begin{aligned} P(\xi > N_{\text{зад}}) &= \Phi\left(\frac{m_{\ln} - \ln(N_{\text{зад}})}{\sigma_{\ln}}\right) = \\ &= \Phi\left(\frac{\sigma u_{0,99} + \ln(N_{k(0,99)}) - \ln(N_{\text{зад}})}{\sigma_{\ln}}\right) = \\ &= \Phi\left(u_{0,99} - \frac{1}{\sigma_{\ln}} \ln\left(\frac{N_{\text{зад}}}{N_{k(0,99)}}\right)\right). \end{aligned}$$

ВБР от изгибных напряжений вычисляется аналогично в соответствии с использованием формул ГОСТ 21354-87, предназначенных для вычисления расчётного и допускаемого напряжений по изгибным нагрузкам.

Считая, что разрушения зуба от контактных и изгибных напряжений (усталости) являются независимыми событиями, находим ВБР зубчатого колеса от действия этих нагрузок путем перемножения вероятностей безотказной работы колеса от усталости при изгибающих и контактных напряжениях.

Полагая события отказов шестерни и зубчатого колеса независимыми, вероятность безотказной работы зубчатого зацепления принимаем равной произведению вероятностей безотказной работы для шестерни и зубчатого колеса. Считая отказы зубчатых передач редуктора независимыми событиями, вероятность безотказной работы редуктора вычисляем как произведение вероятностей безотказной работы каждой из передач редуктора.

Предлагаемая методика позволяет определять ВБР зубчатой передачи с точностью до 5-го знака после запятой, что позволяет более точно учесть вклад зубчатого редуктора в надёжность изделия (объекта), в котором он используется.

Аналогичный подход можно реализовать при расчёте надёжности подшипников качения – опор валов редуктора. Стандартизованная методика [4] позволяет рассчитать вероятность безотказной работы за время $L_{0,9}$ и $L_{0,99}$ с вероятностью 0,9 и 0,99 соответственно:

$$P(L_{0,9}) = 0,9; \quad P(L_{0,99}) = 0,99.$$

Вероятность безотказной работы подшипников качения подчиняется распределению Вейбуля с параметрами масштаба θ и формы γ :

$$P(T_3) = e^{-\left(\frac{T_3}{\theta}\right)^\gamma}. \quad (5)$$

Можно утверждать, что параметр формы

$$\frac{\ln P(L_{0,9})}{\ln P(L_{0,99})} = \left(\frac{L_{0,9}}{L_{0,99}}\right)^\gamma = \frac{\ln 0,9}{\ln 0,99} \Rightarrow \gamma = 1,46,$$

а параметр масштаба может быть вычислен по формуле:

$$\theta = 23,354 L_{0,99}.$$

Следовательно, определив динамическую долговечность $L_{0,99}$ по стандартной методике, можно по формуле (5) определить вероятность безотказной работы подшипникового узла за заданный срок службы по формуле:

$$P(T_3) = e^{-\left(\frac{T_3}{23,354 \cdot L_{0,99}}\right)^{1,46}}.$$

Изложенная в статье методика была применена в НПП ВНИИЭМ при проведении расчётной оценки надёжности системы ориентации солнечных батарей Универсальной космической платформы.

Список литературы

1. Анурьев В.И. Справочник конструктора-машиностроителя Т. 2. М.: Машиностроение, 1977.
2. Решетов Д.Н., Иванов А.С., Фадеев В.В. Надёжность машин. М.: Машиностроение, 1988.
3. ГОСТ 21354-87. Передачи зубчатые цилиндрические эвольвентные внешнего зацепления. Расчёт на прочность.
4. Перель Л.Я., Филатов А.А. Подшипники качения. Справочник. М.: Машиностроение, 1992.

Перспективы применения в ЕЭС России гибких (управляемых) систем электропередачи переменного тока

БУРМАН А.П., РОЗАНОВ Ю.К., ШАКАРЯН Ю.Г.

Рост потребления электроэнергии в промышленно развитых странах привел в конце XX века к возникновению проблем, связанных с ее распределением, управлением потоками из одного пункта в другой, обеспечением качества электроснабжения и др. Наиболее остро эти проблемы стоят перед странами, география которых определяет большие расстояния линий электропередачи и неравномерность распределения источников и потребителей электроэнергии. Например, актуальными проблемами функционирования ЕЭС России в настоящее время являются:

- недостаточная пропускная способность межсистемных и системообразующих линий электропередачи, ограничивающая возможность удовлетворения требованиям свободного рынка электроэнергии при соблюдении условий надежного энергоснабжения; ограниченные возможности параллельной работы ОЭС Сибири с Европейской частью ЕЭС, а также выдачи мощности из Тюменской энергосистемы на Урал, недостаточные пропускные способности ряда сечений между ОЭС Центра и ОЭС Северного Кавказа, со странами Закавказья; отсутствие возможности осуществления параллельной работы ОЭС Сибири и ОЭС Востока и др.; в ближайшей перспективе возможны ограничения в сечениях ОЭС Центра и ОЭС Средней Волги, в ОЭС Северо-Запада; имеются также ограничения по выдаче “запертых” мощностей ряда электростанций (Печорской ГРЭС, Кольской АЭС и др.);
- слабая управляемость электрических сетей и недостаточный объем устройств регулирования напряжения и реактивной мощности, как следствие этого повышенные до опасных значений уровни напряжения в сетях в периоды сезонного и суточного снижения нагрузки; часто для нормализации уровней напряжения практикуется вынужденное отключение системообразующих линий электропередачи напряжением 330–750 кВ, что снижает надежность работы ЕЭС;
- неоптимальное распределение потоков мощности по параллельным линиям электропередачи

различного класса напряжения, как следствие этого – недоиспользование существующих электрических сетей, рост потерь в сетях, увеличение затрат на передачу энергии; такая ситуация имеет место в ряде ОЭС, в частности, в сетях 330/220/110 кВ Северо-Запада, в сетях 500/220/110 кВ ОЭС Центра (Мосэнерго) и др.

Основные причины проблем, возникающих при передаче энергии на переменном токе, обусловлены влиянием реактивных сопротивлений линий и мощностей потребителей на стабильность значения и фазы напряжения в разных пунктах линии передач. В результате могут возникать значительные отклонения напряжения в установившихся и переходных режимах колебания напряжения, в переходных процессах, способных приводить к аварийным ситуациям и затруднять (или исключать) управление потоками передаваемой мощности. При этом возрастают потери мощности в электрических цепях, ограничивается пропускная способность линии электропередачи.

Для решения указанных проблем на первых этапах их возникновения использовались в основном электромеханические средства. Среди них наибольшее распространение получили:

- компенсаторы реактивной мощности на основе синхронных машин, способные генерировать и потреблять в определенных пределах реактивную мощность;
- трансформаторные регуляторы напряжения с последовательным включением выходных обмоток в линию передач, обеспечивающие ступенчатое регулирование выходного напряжения с заданным углом фазы и соответствующую компенсацию реактивной мощности.

Применялись также различные устройства компенсации на основе последовательного подключения конденсаторов и насыщающихся реакторов в линиях электропередачи (продольная компенсация).

С созданием в 60-х годах тиристорных устройств были разработаны и получили широкое распростра-

нение статические тиристорные компенсаторы (СТК) реактивной мощности, которые состоят из батареи конденсаторов с параллельно подключенным реактором со встречно-включенными тиристорами. Последние обеспечивали фазовое регулирование тока реактора и, следовательно, реактивной мощности СТК [1]. Быстродействие СТК менее половины периода основной частоты. Следует, однако, отметить, что фазовое регулирование тока реактора приводит к появлению высших гармоник тока, которые частично проникают в линию. Поэтому часто СТК дополняются пассивными LC-фильтрами высших гармоник. В последние годы в нашей стране разработаны и внедрены в эксплуатацию управляемые шунтирующие реакторы с подмагничиванием (УШР).

Внедрение указанных устройств позволило частично решать проблемы передачи энергии на переменном токе. Но возможности эффективного управления потоками энергии, быстрого изменения или переброса из одного пункта в другой, исключение опасных колебаний и др. не могут быть в полной мере реализованы на их основе. Одновременно рост потребления электроэнергии на постоянном токе в промышленности, массовое внедрение электронной техники практически во все сферы деятельности человека обострили проблему возрастания высших гармоник тока и напряжения в линиях электрооборудования. Её решение на базе только пассивных фильтров стало чрезвычайно затруднённым.

Ситуация в рассматриваемых областях существенно изменилась с созданием полностью управляемых силовых электронных приборов (GCT, IGCT, IGBT и др.) и модулей на их основе. Эти приборы позволили создавать быстродействующие, multifunctionальные преобразователи электроэнергии с эффективным управлением основных параметров в широком диапазоне с ограничением уровня высших гармоник на выходе. С учётом новых возможностей, начиная с 80-х годов, стала разрабатываться концепция гибких (управляемых) систем электропередач переменного тока (FACTS) [2]. В основе концепции FACTS лежало использование достижений силовой электроники для эффективного управления потоками электроэнергии в режиме реального времени.

Одновременно с этим с начала 70-х годов в СССР стала успешно развиваться технология, связанная с созданием и применением в электроэнергетике так называемых асинхронизированных машин (АСМ), представляющих собой

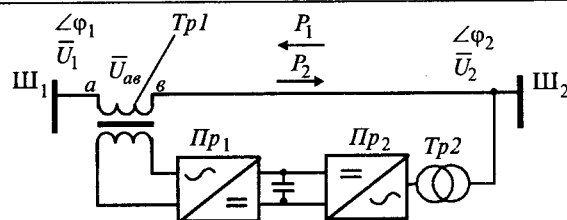


Рис.1. Структурная схема ОРПМ

сочетание специальных электрических машин переменного тока и статических преобразователей частоты и являющихся электромашиным аналогом статических устройств FACTS.

Наиболее универсальными статическими устройствами FACTS являются так называемый объединенный регулятор потоков мощности (ОРПМ). ОРПМ состоит из двух преобразователей, способных работать в выпрямительном и инверторном режимах в 4-х квадрантах комплексной плоскости. На рис.1 приведена структурная схема ОРПМ, в которой трансформаторный выход одного преобразователя (Pr_1) включен последовательно в линию передачи. А другой (Pr_2) – параллельно. Выходное напряжение U_{as} преобразователей Pr_1 и Pr_2 может плавно и быстро регулироваться как по амплитуде с учётом коэффициента трансформации, так и по фазе в диапазоне углов от 0 до 2π .

Преобразователь Pr_2 , работающий в режиме компенсации, является в определенном аспекте статическим аналогом синхронного электромашиного компенсатора и называется СТАТКОМ. Однако он принципиально превосходит по быстродействию электромашиный компенсатор, а по функциональным возможностям традиционный тиристорный СТК. В ОРПМ он работает в режиме поддержания напряжения на шине, передающей мощность, совместно с последовательным преобразователем Pr_1 . Преобразователь Pr_1 является по существу устройством регулируемой продольной компенсации (УПК). С учётом этого ОРПМ может обеспечивать следующие режимы работы:

- регулировать напряжение;
- компенсировать реактивное сопротивление линии, т.е. увеличивать ее пропускную способность;
- регулировать фазовый угол между напряжениями шин;
- управлять потоком энергии между шинами.

Следует отметить, что ОРПМ способен эффективно и быстро подавлять колебания мощности и напряжения, возникающие в переходных процессах при воздействии различных возмущений.

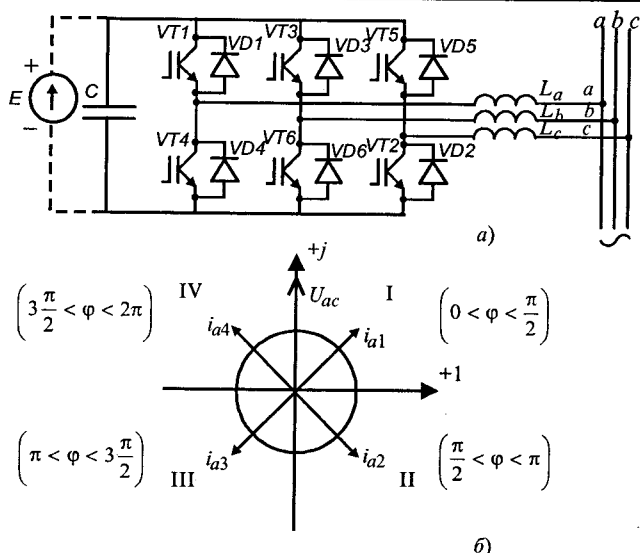


Рис.2. Преобразователь напряжения на транзисторах:
а – схема; б – векторная диаграмма напряжения и тока на стороне переменного тока

СТАТКОМ может использоваться и используется самостоятельно без ОРПМ в качестве быстродействующего регулятора реактивной мощности, что обусловлено применением в нём управляемых силовых электронных ключей – преобразователей напряжения.

Остановимся несколько подробнее на таком преобразователе на примере схемы рис.2,а. Существенными признаками такого преобразователя являются, во-первых, возможность работы в следующих режимах:

- выпрямительном, с отстающим током i_{a1} (индуктивного характера) в квадранте I;
- инверторном, с опережающим током i_{a2} (ёмкостного характера) в квадранте II;
- инверторном, с опережающим током i_{a3} (индуктивного характера) в квадранте III;
- выпрямительном, с опережающим током i_{a4} (ёмкостного характера) в квадранте IV.

При этом вектор тока в фазах преобразователя может изменяться системой управления как по значению, так и по фазе относительно сетевого напряжения (рис.2,б). В результате можно генерировать или потреблять как активный ток с коэффициентом мощности $\cos\varphi = 1$, так и ёмкостной или индуктивный с коэффициентом мощности $\cos\varphi = 0$. В последнем случае мы будем иметь источник или потребитель реактивной мощности, что позволяет создавать на основе таких преобразователей регуляторы реактивной мощности. Следует отметить, что принципиальная возможность работы в четырёх квадрантах существует и в преобразователях на

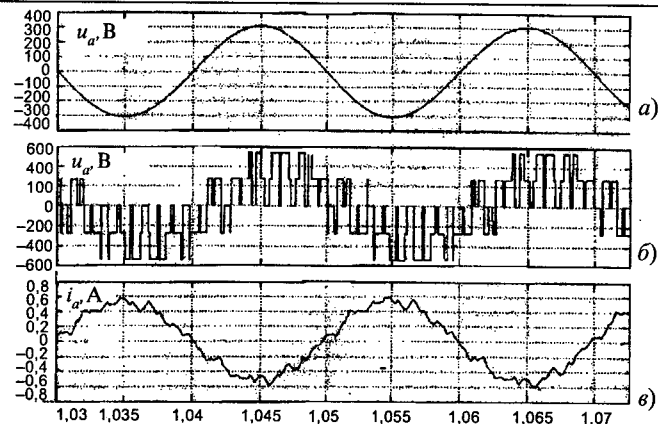


Рис.3. Диаграмма напряжения и тока на выходе преобразователя в режиме работы с ШИМ:

а – напряжение фазы а сети; б – напряжение фазы а на выходе инверторного моста; в – диаграмма тока в реакторе фазы а

основе тиристоров с введением в схему устройств принудительной (искусственной) их коммутации. Однако такие технические решения не получили широкого практического применения из-за сложности и относительно высокой стоимости таких преобразователей, а также появления высших гармоник тока и напряжения из-за искажений их формы, особенно в широких диапазонах регулирования фазы токов.

Вторым существенным преимуществом преобразователя на полностью управляемых ключах является возможность организации широтно-импульсной модуляции (ШИМ) напряжения преобразователя на стороне переменного тока. Благодаря ШИМ по заданному закону можно формировать напряжения и соответственно токи, основная составляющая которых является заданной, например, синусоидальной формы (рис.3). Остальные составляющие, являясь более высокочастотными, фильтруются LC-фильтрами на стороне переменного тока. Так как фильтрации подвергаются высокочастотные составляющие, то параметры фильтра определяют его хорошие удельные показатели массы и габаритов, т.е. несущественно влияют на массовые и габаритные показатели преобразователя в целом. Обычно для обеспечения удовлетворительных показателей ШИМ необходимо, чтобы частота модуляции превышала примерно на порядок частоту воспроизводимой основной гармоники. Существует много способов реализации ШИМ системой управления преобразователя (программные, сравнения с функциями специальной формы, «слежения» за эталонным сигналом и др.), которые выбираются на основе технико-

экономического анализа.

Так же, как и СТАТКОМ, УПК (преобразователь Pr_1 на рис.1) может самостоятельно использоваться в качестве быстродействующего устройства управляемой продольной компенсации, обеспечивающего повышения пропускной способности линии электропередачи, оптимальное потокораспределение между параллельными линиями электропередачи различного класса напряжений.

Преобразователи рассмотренного вида (рис.2,а) стали также основой создания силовых активных фильтров (АФ), которые позволяют эффективно снижать уровни высших гармоник тока и напряжения [3]. При этом имеется возможность одновременной компенсации реактивной мощности и мощности искажения, создаваемой нелинейными потребителями. Так как указанные мощности относятся к неактивным, то источник постоянного тока E может быть заменен конденсатором, ёмкость которого позволяет осуществлять обмен неактивной мощностью при допустимых пульсациях на конденсаторе. По этой же причине в СТАТКОМ также на стороне постоянного тока подключается только конденсатор. Незначительная же активная мощность, обусловленная её потерями в элементах преобразователя, компенсируется коррекцией алгоритма управления.

Активный фильтр (АФ) выполняется на основе преобразователя переменного/постоянного (рис.2,а), силовые ключи которого переключаются в режиме ШИМ по определённому закону, задаваемому системой управления преобразователя. Схемотехника подключения АФ к системе электроснабжения весьма разнообразна. Пример упрощенной структуры АФ приведён на рис.4. В этой системе нелинейная нагрузка представлена выпрямителем, создающий искаженный ток i_b с формой, близкой к

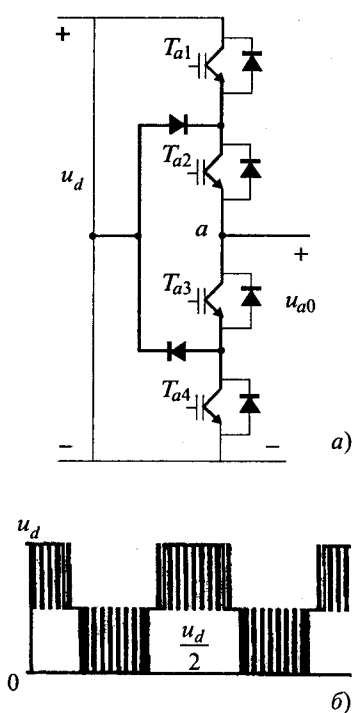


Рис.4. Структурная схема активного фильтра с параллельным подключением к источнику искажения

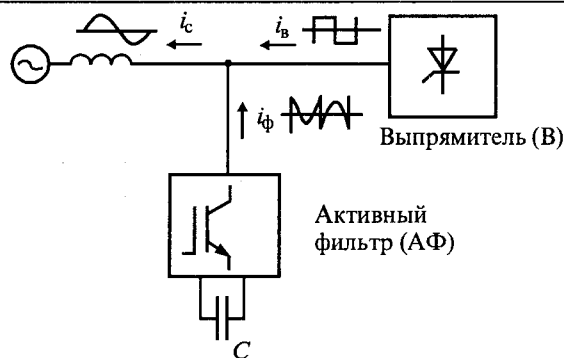


Рис.5. Упрощенная схема гибридного фильтра с параллельным подключением активного фильтра к реактору резонансной LC -цепи

прямоугольной. В этом случае для сохранения синусоидальности тока в системе i_c необходимо, чтобы активный фильтр генерировал ток i_ϕ , равный разности $i_\phi = i_b - i_c$. Энергообмен АФ и системы будет осуществляться неактивной мощностью искажения.

В Японии в настоящее время на базе ГТО разработаны активные фильтры мощностью от 40 до 60 мВ·А, устраняющие негативное влияние высокоскоростных электропоездов [4].

Основным недостатком активных фильтров является их высокая стоимость, обусловленная необходимостью иметь мощность активного фильтра, соизмеримую с мощностью источников, искажающих качество электроэнергии.

Менее эффективными, но относительно недорогими являются гибридные фильтры. Принцип действия гибридных фильтров основан на подключении к пассивным звеньям активных элементов (активных фильтров небольшой мощности), настроенных на собственную частоту пассивного звена LC -фильтра (рис.5). В этом случае активный элемент является регулируемым полным сопротивлением, способным корректировать параметры пассивного фильтра, начиная от его добротности в переходных процессах и подстройки частоты в системе для снижения высших гармоник.

Многоуровневые преобразователи. Передача электроэнергии неразрывно связана с высокими напряжениями. Это ограничивает область использования многих достижений силовой электроники. Примером может служить ограничение частот модуляции при использовании методов ШИМ из-за значительного возрастания потерь мощности в электросистемах высокого напряжения на повышенных частотах. Кроме того, с ростом напряжения возникают ограничения на использование элементной базы не только силовых ключей, но и конденсаторов фильтров выс-

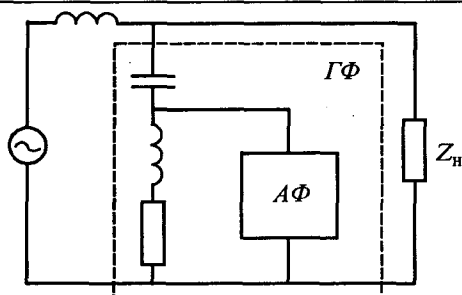


Рис.6. Схема плеча трёхуровневого преобразователя

ших гармоник, реакторов и др. В этой связи в последнее десятилетие стал значительно возрастать интерес к созданию многоуровневых преобразователей переменного/постоянного тока. Принцип многоуровневого преобразования состоит в повышении числа силовых электронных ключей относительно невысокого напряжения, например, использование запираемых тириستоров GTO с напряжением 4,5 кВ в преобразователях с напряжением в несколько десятков киловольт согласующего трансформатора. Известно, что непосредственное последовательное соединение ключей практически не применяется из-за сложности распределения между ними напряжений, особенно в переходных процессах. Особенностью многоуровневых преобразователей является формирование на выходе преобразователя напряжений различного (уровня) и длительности. С ростом числа уровней становится возможным формировать ступенчатое напряжение, которое аппроксимирует синусоидальное напряжение с точностью, определяемой числом уровней. Таким образом, становится возможным, изменяя число уровней в выходном напряжении, осуществлять амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ). При этом сохраняется возможность одновременно осуществлять и ШИМ. В результате становится возможным снизить частоту ШИМ и уменьшить потери мощности. Существуют различные схемы многоуровневых преобразователей. В качестве примера на рис.6 приведена схема одного плеча (часть схемы, связанная с одной фазой) трёхфазного трёхуровневого преобразователя. Схемы такого типа относятся к классу схем с диодной развязкой нейтральной точки. В обычной трёхфазной мостовой схеме потенциал фазы, например, в точке a изменяется относительно минусовой шины источника питания, принимая значения 0 и $+u_d$ в зависимости от того, включен нижний ключ или верхний. В трёхуровневой схеме число ключей в два раза больше (по два верхних T_{a1} , T_{a2} и два

нижних T_{a3} , T_{a4}). Соответственно потенциал точки a может принимать значения относительно минусовой шины: 0 (включены T_{a3} , T_{a4}), $+u_d$ (включены T_{a1} и T_{a2}) и $+u_d/2$ (включены T_{a2} , T_{a3}). Очевидно, что чем больше будет число уровней, тем меньше будет содержание высших гармоник в напряжении.

Недостатком многоуровневых схем является увеличение числа транзисторов в зависимости от числа уровней напряжения. Кроме того, необходимо усложнять системы управления ключами в целях равномерного распределения напряжения на входных конденсаторах, соединяемых с диодами. Однако необходимо учитывать, что увеличение числа ключей позволит снижать их номинальные напряжения.

В последние годы одним из перспективных направлений развития многоуровневых преобразователей стало использование многоячеечных структур. Каждая ячейка такой структуры состоит из однофазных мостовых преобразователей, выполненных на полностью управляемых ключах и получающих питание от изолированных источников питания постоянного тока, в общем случае имеющих разное напряжение. Все ячейки соединяются последовательно на стороне переменного тока в каскады. Преобразователи с такой схемой называются поэтому также каскадными.

Управляемые статические преобразователи, описанные выше, последние 5–7 лет получают за рубежом большое развитие и практическое применение (США, Канада, Бразилия, Южная Корея, Япония, КНР, Европа и др.). Организовано производство основных видов этих устройств. Некоторые характерные сведения (далеко не полные) о внедренных устройствах FACTS приведены в таблице.

В нашей стране рядом научно-исследовательских организаций (ОАО «ВНИИЭ», ОАО «НИИПТ» и др.) накоплен определенный научный задел в области разработки таких устройств, созданы и испытаны макетные образцы, однако реальное производство пока отсутствует.

Как уже отмечалось, в качестве устройств FACTS могут применяться и асинхронизированные машины, состоящие из специальных машин переменного тока (выполненных по типу асинхронных машин с фазным ротором) и преобразователей частоты в роторной цепи [5]. В этих комплексах мощность преобразователя частоты не превышает 5–10% мощности машины, поэтому они экономически существенно выгоднее комплексов, содержащих преобразователи час-

Проект	Мощность, МВ·А	Фирма-разработчик	Страна, компания, объект	Год ввода в эксплуатацию
СТАТКОМ	±100	"Westinghouse"	США, TAV, п/с Sullivan	1996
ОРПМ	$2 \times \pm 160$	"Westinghouse"	США, AEP Inez, Kantucry	1998*
ТУПК	$U = 230 \text{ кВ}, 2 \times 165$	"Siemens "	США, п/с Каета	1992*
ТУПК	$U = 500 \text{ кВ}, 2 \times 200$	"General Electric"	США, п/с Слатт	1993
ТУПК	$U = 500 \text{ кВ}, 2 \times 120$	ABB	Бразилия, п/с Меса и п/с Императрица	1993
ТУПК	$U = 500 \text{ кВ}, 2 \times 125$	"Siemens "	КНР	2002

тоты в статорной цепи, мощность которых составляет 100% мощности машин. Эти комплексы называют асинхронизированными машинами (АСМ).

Асинхронизированные турбо- и гидрогенераторы (АСТГ, АСГГ) и компенсаторы (АСК), как и ПН, обеспечивают возможность осуществления векторного регулирования в энергосистемах. Применение АСГ на электростанциях позволяет распространить технологию гибких (управляемых) систем электропередачи переменного тока на электростанции, обеспечивая как нормализацию уровней напряжения на шинах электростанции и вблизи неё без применения дополнительных устройств регулирования реактивной мощности, так и повышение устойчивой и надежной работы электростанции, содержащей синхронные и асинхронизированные генераторы.

В ОАО «Электросила» с участием ОАО «ВНИИЭ» разработана серия АС-турбогенераторов мощностью 110–350 МВт с полностью водяным и 110–200 МВт с полностью воздушным охлаждением.

Главной образец первого в мировой практике АС-турбогенератора мощностью 110 МВт с полностью воздушным охлаждением внедрён в декабре 2003 г. на ТЭЦ № 22 ОАО «Мосэнерго». В 1985 и 1990 гг. на Бурштынской ГРЭС были внедрены разработанные совместно с ПО «Электротяжмаш» (г. Харьков), ВНИИЭ, ПО «Уралэлектротяжмаш» (г. Екатеринбург) впервые в мировой практике АС-турбогенераторы мощностью 200 МВт с водородно-водяным охлаждением, которые до сих пор успешно эксплуатируются.

Асинхронизированные компенсаторы (АСК) являются электромашинами аналогами СТАТКОМ, выполняя те же функции, что и их статические аналоги.

В отличие от статических устройств они обладают меньшим быстродействием, несколько меньшим КПД, но не содержат в кривых тока и напряжения высших гармоник, что свойственно статическим полупроводниковым устройствам, обладают большей перегрузочной способностью, имеют некоторые преимущества в динамике благодаря полезному использованию инерции вращающихся масс этих машин.

АСК могут включаться как параллельно, так и последовательно в электрическую сеть. В первом случае они являются аналогами СТАТКОМа, во втором – аналогом УПК.

На валу АСК может устанавливаться маховик, обеспечивающий интенсивное демпфирование колебаний активной мощности.

Подобная схема компенсатора мощностью 60 МВ·А была создана и успешно внедрена японской фирмой «Тошиба» в энергосистеме острова Окинава (Япония) [2].

Определение рациональной области применения в электрических сетях тех или других устройств FACTS, их рационального сочетания – задача предстоящих научных исследований.

Необходимо также отметить, что применение технологии FACTS позволяет благодаря повышению степени устойчивости энергосистем в нормальных, аварийных и послеаварийных режимах пересмотреть (упростить) принципы создания систем противоаварийного управления и релейной защиты, упростить требования к системам автоматического регулирования напряжения синхронных генераторов электростанций.

Технология и устройства FACTS – это придание энергосистемам принципиально новых возможностей в части обеспечения управляемости и надёжности энергоснабжения потребителей, остро необходимых, в частности, при переходе к рыночным отношениям. Применение их

позволит электроэнергетике России выйти на передовые позиции в мире.

Задачей отечественной промышленности, наряду с продолжением освоения производства асинхронизированных машин, безусловно, является создание отечественных устройств FACTS: СТАТКОМ, УПК, ОРПМ. Приказом №448 от 19.08.2003 г. РАО "ЕЭС России" предусмотрен комплексный план мероприятий по созданию и широкому внедрению этих устройств в Единой национальной сети России. Создан Координационный совет во главе с Председателем Правления ФСК ЕЭС А. Н. Раппопортом, головной организацией по научному сопровождению работ назначен ВНИИЭ.

Список литературы

1. Кочкин В.И., Нечаев О.П. Применение статических компенсаторов реактивной мощности в электрических сетях энергосистем и предприятий. М.: НЦ «ЭНАС», 2000.
2. Yong H. Song, Allan T. Johns. Flexible AC transmission systems (FACTS). London: The Institute of Electrical Engineers, 1999.
3. Электрические и электронные аппараты: Учебник для вузов / Под ред. Ю.К. Розанова. М.: Информэлектрон, 2001.
4. Akagi H. Large static converter for industry and utility // IEEE. June 2001.
5. Алексеев Б.А., Мамиконянц Л.Г., Шакарян Ю.Г. Регулирование режимов работы электроэнергетических систем с помощью асинхронизированных машин // Электрические станции. 1998. №12. С.48–53.

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

Диагностическая модель тепловизионного контроля высоковольтных вводов с конденсаторным типом изоляции

ВЛАСОВ А.Б.

Рассматриваются актуальные вопросы, связанные с развитием тепловизионной диагностики, как метода технической диагностики. На примере данных тепловизионного контроля высоковольтных маслонаполненных изоляторов показан метод расчёта плотности теплового потока от поверхности и температуры внутри аппарата.

Представляется актуальной разработка диагностических моделей, необходимых для оценки технического состояния объектов при проведении тепловизионного обследования сложного электротехнического оборудования, при решении проблемы анализа и детализации температурных режимов внутренних частей аппаратов [1–3].

Рассмотрим возможности диагностической модели, разработанной для тепловизионного контроля высоковольтных вводов (проходных изоляторов) с цилиндрической бумажно-масляной изоляцией.

Технология собственно тепловизионного обследования различных объектов и методика обработки результатов тепловизионного контроля, в том числе, высоковольтных вводов представлены в [2, 3].

Основой для диагностической модели высоковольтных вводов является методика расчёта

In work are considered actual questions, connected with development thermovision diagnostice, as method of the technical diagnostics, which is defined by standarts. On example given thermovision testing high-tension voltages insulator is shown method of the calculation to density of the heat flow from surface and the temperature inwardly device.

тепловой устойчивости проходных изоляторов с конденсаторными обкладками, представленная, например, в [4].

Особенностью тепловизионной диагностики является то, что наиболее значимыми диагностическими параметрами, посредством которых оценивается техническое состояние объекта, являются температура поверхности T_n верхней фарфоровой крышки, превышение температуры крышки ΔT_n по отношению к температуре окружающей среды, а также избыточная температура $\Delta T_{изб}$, характеризующая возможное превышение температуры исследуемого объекта по отношению к подобным объектам соседних фаз.

Создана диагностическая модель, учитывающая многообразные факторы, в том числе, особенности строения обкладок остова реальных конструкций, теплоотдачу на границе раздела крышка – воздух, что позволяет рассчитать

тепловые потоки при тепловизионном контроле высоковольтных вводов напряжением класса 110–330 кВ с бумажно-масляной изоляцией и на этой основе оценить такие параметры как тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta_0$ (при 20°C) и температуры центрального стержня $T_{\text{ц}}$.

Рассмотрим результаты расчётов, полученные на основе диагностической модели на примере вводов класса 330 кВ. Конструкция и размеры электродов в слоях изоляции характерны для ввода типа ГМТПБ-45-330/1000-У1, параметры которого представлены в документах, например 5ШЦ.754.153.СБ.

Анализируемый ввод напряжением класса 330 кВ характеризуется рядом параметров, которые учитывались при расчётах. Ввод имеет 23 основных слоя изоляции общей ёмкостью до 600 пФ. Диаметр внешней части остова равен 312 мм при длине внешней части 1156 мм, полный диаметр верхней крышки 580 мм (внизу) и 575 мм (вверху), диаметр по фарфору 425 мм, внутренний диаметр 365 мм, полная длина ввода типа ГМТПБ-330/1000 $L = 5505$ мм, длина от крепления до оголовка 2670 мм, толщина крышки примерно 30 мм, толщина масляного промежутка у фарфора примерно 26 мм; длина вспомогательных обкладок (по 2 прокладки в слое) равна 500 мм, длина уступа 19,5 мм (внизу), 23 мм (вверху).

Особенности алгоритма программы изложены в [2, 3, 5, 6]. Тепловая схема ввода может быть представлена следующим образом: тепловой разогрев ввода обусловлен диэлектрическими потерями в слоях остова ввода с температурами T_i и джоулевским разогревом токопроводящего стержня, имеющего температуру $T_{\text{ц}}$. Нагрев приводит к тепловым потокам через слой масла, между остовом и крышкой, в котором осуществляются конвекционные потоки, объем фарфоровой крышки, внутренняя сторона которой имеет температуру $T_{\text{ф}}$. На пограничном слое воздуха происходит скачок температуры $\Delta T_{\text{п}}$ от значения $T_{\text{п}}$ (температура поверхности фарфора) до температуры среды T_0 , окружающей ввод.

Все теплофизические параметры воздуха, масла, фарфора и их зависимости от температуры учтены при работе программы по расчёту диагностической модели.

Полный тепловой поток от крышки имеет две составляющие, характеризующиеся коэффициентами теплоотдачи излучением и конвекции, особенности расчёта которых описаны в [2, 3, 5, 6].

Расчёт тепловых потоков вводов для установленного теплового режима изоляции может быть описан следующим образом. С учётом особенностей реальной конструкции можно определить линейную плотность теплового потока Q , проходящего через изоляцию и определяемого потерями мощности в токоведущем стержне P и потерями в диэлектрике в слоях.

Аналогично [4] принимаем, что $\operatorname{tg}\delta$ бумажно-масляной изоляции в каждом слое i зависит от его температуры и определяется соотношением типа

$$\operatorname{tg}\delta(T) = \operatorname{tg}\delta_0 \exp[K(T_i - 20)], \quad (1)$$

где $\operatorname{tg}\delta_0$ – значение тангенса угла диэлектрических потерь при 20°C, %; K – температурный коэффициент, °C⁻¹.

Модель учитывает теплопередачу в слоях изоляции, масляном промежутке, фарфоровой крышке так, что возможно оценить линейную плотность теплового потока, отводимого от наружной поверхности фарфоровой крышки в окружающую среду.

Коэффициент теплопроводности масляного промежутка $\lambda_{\text{м}}(T)$ представляет собой параметр, определяемый процессами собственно теплопроводности и конвекции, и определяется аналогично методам, принятым при решении теплофизических задач [2, 3, 6, 7]. Коэффициент конвекции в масле рассчитывается путем учёта теплофизических параметров масла между внешней частью остова и внутренней частью крышки при соответствующих температуре поверхности остова и значения $T_{\text{ф}}$ [6].

Расчёт тепловых потоков и тепловые потери в каждом диэлектрическом слое вводов производился с учётом геометрических особенностей реального объекта.

В процессе расчёта модели вычислялись температуры поверхности крышки $T_{\text{п}}$ и центрального стержня $T_{\text{ц}}$ при рабочем напряжении $U = 330$ кВ промышленной частоты в зависимости от различных факторов, в том числе:

- $\operatorname{tg}\delta_0 = 0,1 \div 1,4\%$;
- $T_0 = -20^\circ\text{C} \div +35^\circ\text{C}$;
- коэффициента теплопроводности бумажно-масляной изоляции $\lambda_{\text{и}} = 0,15 \div 0,25$ Вт/м°C;
- тока, протекающего в стержне (латунь), в диапазоне $0 \div 400$ А;
- $K = 0,005 \div 0,02$ °C⁻¹.

На основе разработанных программ произведен анализ режимов работы высоковольтных вводов при разнообразных условиях так, что отдельная точка представленных графиков яв-

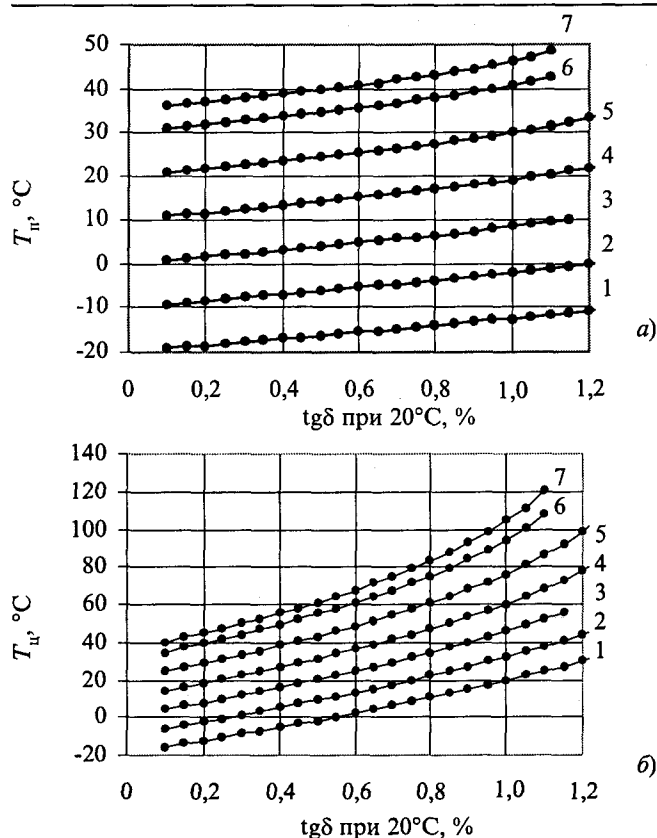


Рис.1. Зависимость T_n (а) и $T_{\text{ц}}$ (б) от $\text{tg}\delta_0$ при $U = 330$ кВ и T_0 :
1 – (-20°C) ; 2 – (-10°C) ; 3 – 0°C ; 4 – $+10^\circ\text{C}$; 5 – $+20^\circ\text{C}$; 6 – $+30^\circ\text{C}$; 7 – $+35^\circ\text{C}$

ляется результатом расчёта модели при конкретных параметрах. Точность расчётов достигает сотых долей градуса, но для удобства анализа в тексте произведены округления до десятых долей градуса, соответствующих разрешающей способности современных тепловизионных приёмников.

Рассмотрим влияние отдельных факторов, играющих доминирующую роль в диагностической модели тепловизионного контроля, на тепловые режимы работы высоковольтных вводов.

На рис.1 представлены зависимости температур поверхности покрывки T_n (а) и центрального стержня $T_{\text{ц}}$ (б) от тангенса угла диэлектрических потерь, приведенных к 20°C . Эти зависимости получены при $\lambda_n = 0,22$ Вт/м $^\circ\text{C}$, $K = 0,01$ $^\circ\text{C}^{-1}$ и отсутствии тока в стержне ($I = 0$).

При фиксированной температуре окружающей среды T_0 температура поверхности покрывки T_n (рис.1,а, кривые 1–7) возрастает по мере увеличения $\text{tg}\delta_0$ изоляции. Изменение $\text{tg}\delta_0$ в диапазоне от 0,2 до 1,2% приводит к увеличению T_n на 8–12 $^\circ\text{C}$ в зависимости от температуры окружающей среды.

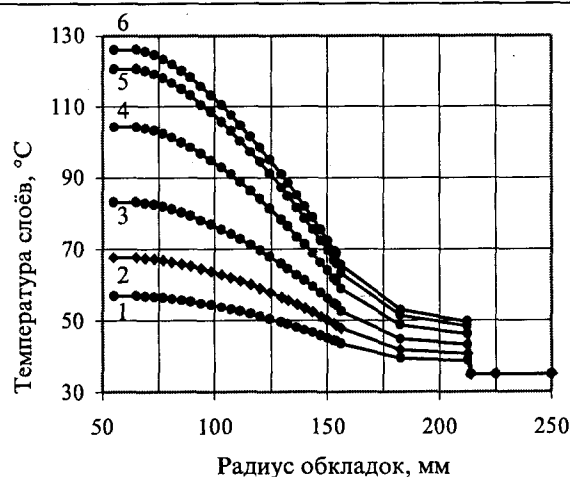


Рис.2. Распределение температуры по обкладкам остова ввода 330 кВ при $T_0 = 35^\circ\text{C}$ и $\text{tg}\delta_0$:
1 – 0,4%; 2 – 0,6%; 3 – 0,8%; 4 – 1%; 5 – 1,1%; 6 – 1,1% при $I = 250$ А

При фиксированных значениях $\text{tg}\delta_0$ температура T_n монотонно возрастает по мере увеличения температуры окружающей среды (рис.1).

Аналогичное влияние испытывает температура $T_{\text{ц}}$ (рис.1,б). При $T_0 = -20^\circ\text{C}$ изменение $\text{tg}\delta_0$ от 0,2 до 1% приводит к росту $T_{\text{ц}}$ от $-12,3$ до $19,7^\circ\text{C}$ (приращение 32°C), но при $T_0 = +35^\circ\text{C}$ подобное изменение $\text{tg}\delta_0$ вызывает изменение от $44,9$ до $104,4^\circ\text{C}$ (приращение $59,5^\circ\text{C}$).

Например, при $T_0 = +35^\circ\text{C}$ (рис.1,б, кривая 7) $T_{\text{ц}} = 104,4^\circ\text{C}$ при (рис.1,а, кривая 7) $\text{tg}\delta_0 = 1\%$. При этом $T_n = 46,3^\circ\text{C}$ (перепад температуры в остова ввода $\Delta T = T_{\text{ц}} - T_n = 104,4 - 46,3 = 58,1^\circ\text{C}$).

Полученные расчёты подтверждают требования [8]: предельные значения $\text{tg}\delta_0$ вводов класса 330 кВ не должны превышать 1%. Например, при $\text{tg}\delta_0 = 1,1\%$ $T_{\text{ц}} = 120,6^\circ\text{C}$ ($T_n = 48,4^\circ\text{C}$, перепад $\Delta T = 72,2^\circ\text{C}$) (рис.1,б, кривая 7; рис.2, кривая 5), что превышает требования по нагревостойкости бумажно-масляной изоляции остова.

Рассмотрим зависимость превышения температуры, определяемого как $\Delta T_n = T_n - T_0$, от различных факторов (рис.3). Следует обратить внимание, что при различных значениях $\text{tg}\delta_0$ в пределах температур эксплуатации от -20°C до 35°C ΔT_n изменяется в зависимости от параметров изоляции; например, если при $\text{tg}\delta_0 = 0,4\%$ изменение составляет $0,7^\circ\text{C}$, то при $\text{tg}\delta_0 = 1\%$ – изменение равно $3,7^\circ\text{C}$. Это даёт возможность оценивать $\text{tg}\delta_0$ с учётом данных тепловизионного контроля за температурой поверхности покрывки при различных температурах окружающей среды в течение календарного года.

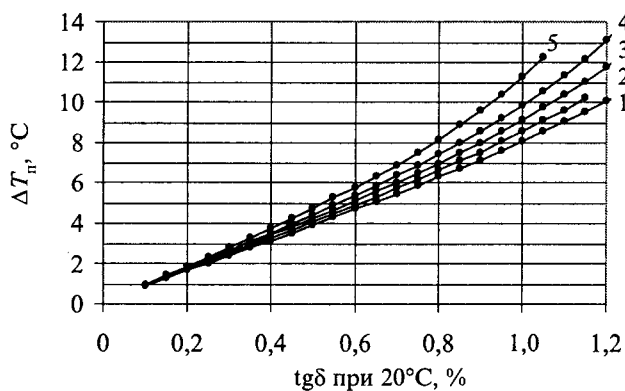


Рис.3. Зависимость ΔT_p от $\text{tg}\delta_0$ при $U=330$ кВ и T_0 :
1 – (-10°C) ; 2 – 0°C ; 3 – $(+10^\circ\text{C})$; 4 – $(+20^\circ\text{C})$; 5 – $(+35^\circ\text{C})$

Превышение температуры ΔT_p при фиксированной температуре окружающей среды растет по мере увеличения значения $\text{tg}\delta_0$ изоляции (рис.3). В частности, в зимний период при температуре $T_0 = -10^\circ\text{C}$ (кривая 1) возрастание $\text{tg}\delta_0$ в пределах от 0,1 до 1% приводит к увеличению ΔT_p от 0,9 до 8,1°C, т.е. прирост составляет примерно 8°C на 1%; в то же время при $T_0 = 35^\circ\text{C}$ (кривая 5) аналогичное изменение $\text{tg}\delta_0$ приводит к увеличению ΔT_p на 10,4°C, что составляет 11,6°C на 1%.

Анализ расчётных данных, полученных при различных условиях, позволяет построить зависимость температуры центрального стержня $T_{\text{ц}}$ от температуры поверхности (рис.4), что особенно важно при анализе тепловых режимов выше 35°C . В частности, при значении $\text{tg}\delta_0 = 1\%$ (кривая 5) температура центрального стержня достигает 85°C при $T_{\text{п}} = 35^\circ\text{C}$.

Особое значение имеет зависимость $\text{tg}\delta$ от температуры, определяемая соотношением (1). Рассмотрим влияние возможного изменения коэффициента K в диапазоне $0,005\text{--}0,025^\circ\text{C}^{-1}$

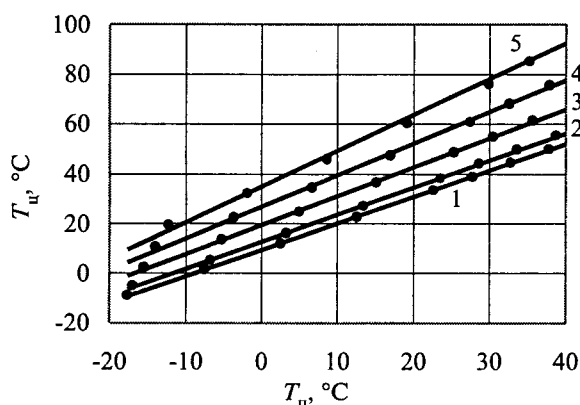


Рис.4. Зависимость $T_{\text{ц}}$ от $T_{\text{п}}$ ($U = 330$ кВ) при $\text{tg}\delta_0$:
1 – 0,3%; 2 – 0,4%; 3 – 0,6%; 4 – 0,8%; 5 – 1%

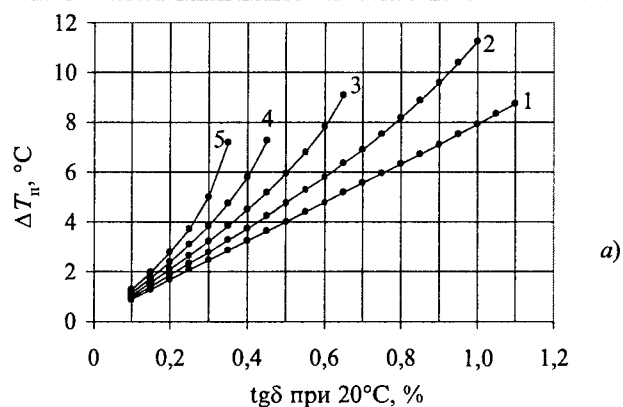


Рис.5. Влияние коэффициента K на ΔT_p (а) и $\Delta T_{\text{ц}}$ (б) ($T_0 = 35^\circ\text{C}$, $U = 330$ кВ) при K :

1 – $0,005^\circ\text{C}^{-1}$; 2 – $0,01^\circ\text{C}^{-1}$; 3 – $0,015^\circ\text{C}^{-1}$; 4 – $0,02^\circ\text{C}^{-1}$; 5 – $0,025^\circ\text{C}^{-1}$

(рис.5, кривые 1–5) на параметры $T_{\text{п}}$ (рис.5,а) и $T_{\text{ц}}$ (рис.5,б) для анализируемой конструкции ввода 330 кВ. Увеличение $K > 0,01^\circ\text{C}^{-1}$ приводит к возрастанию температуры покрывки и резкому увеличению температуры внутренних обкладок. В частности, при $T_0 = 35^\circ\text{C}$ и $\text{tg}\delta_0 = 0,6\%$ возрастание K от $0,01^\circ\text{C}^{-1}$ (кривая 2) до $0,015^\circ\text{C}^{-1}$ (кривая 3) приводит к увеличению превышения температуры поверхности от 5,8 до 7,8°C, но при этом $T_{\text{ц}}$ повышается от 67,8 до 81,6°C.

При анализе технического состояния объектов на основе диагностической модели важную роль имеет информация о распределении температуры внутри остова ввода в зависимости от расстояния от центра, которое может быть описано следующим образом (рис.2): начиная от центрального стержня с радиусом 65 мм, температура нелинейно уменьшается, испытывая скачок на границе последней обкладки (радиус 156 мм) с масляным промежутком, линейно уменьшается в данном промежутке, затем в объеме фарфоровой покрывки, и, наконец, испытывает скачок температуры ΔT_p на границе фарфоровой покрывки с воздухом. Расчётные значения температуры слоёв в различных обкладках приведены на рис.2. При значениях $\text{tg}\delta_0 = 1\%$

температура 11 ближайших к стержню слоев превышает 90°C (кривая 4), а при $\text{tg}\delta_0 = 1,1\%$ подобную температуру имеют не менее 15 слоев с обкладками радиусом меньше 125 мм (кривая 5).

Следует отметить, что скачок температуры в масляном зазоре, определяемый условиями конвекции, зависит от значения $\text{tg}\delta_0$ и, например, при $\text{tg}\delta_0 = 1\%$ достигает $10,2^{\circ}\text{C}$. В то же время скачок температуры непосредственно в объёме фарфоровой покрывки невелик и не превышает значений $4,6^{\circ}\text{C}$, что связано с относительно высоким коэффициентом теплопроводности фарфора $\lambda_{\text{ф}} = 1,6 \text{ Вт/м}^{\circ}\text{C}$.

В зависимости от назначения ввода по центральному стержню высоковольтного ввода, как проходного изолятора, может протекать ток различной силы. Протекание тока по центральному, например, латунному, стержню цилиндрической формы с размерами, отмеченными выше, естественно, приводит к появлению дополнительного количества теплоты и, соответственно, возрастанию температуры стержня $T_{\text{ц}}$ и покрывки $T_{\text{п}}$, а также изменению распределения температуры в объёме остова.

Анализ показывает, что вклад джоулевского разогрева по сравнению с диэлектрическим нагревом, зависит от температуры окружающей среды и $\text{tg}\delta_0$ изоляции. Например, при $T_0 = 20^{\circ}\text{C}$ и $I = 250 \text{ А}$ суммарный тепловой поток Q монотонно растёт по мере возрастания $\text{tg}\delta_0$ и при $\text{tg}\delta_0 = 0,6\%$ $Q \approx 75,1 \text{ Вт/м}$, в то время как линейный поток за счёт джоулевского разогрева незначительно возрастает из-за повышения $T_{\text{ц}}$ и $P \leq 11,5 \text{ Вт/м}$, т.е. отношение $P/Q = 15\%$. При токе 400 А $P \approx 31 \text{ Вт/м}$, в то время как значение Q монотонно возрастает и при $T_0 = +35^{\circ}\text{C}$ равно $109,2 \text{ Вт/м}$ (при $\text{tg}\delta_0 = 0,6\%$), т.е. $P/Q = 28,4\%$.

Подобное соотношение потоков оказывает соответствующее влияние на температуру поверхности покрывки ($T_0 = +35^{\circ}\text{C}$), которая при токе 200 А возрастает на $0,9^{\circ}\text{C}$ по сравнению с режимом ХХ, а при токе 400 А – на $2,3^{\circ}\text{C}$. В большей степени по сравнению с ХХ возрастает температура центрального стержня: при токе 200 А – на $2,6^{\circ}\text{C}$; при 400 А – на $6,5^{\circ}\text{C}$ (при $\text{tg}\delta_0 = 0,6\%$).

Протекание тока по центральному стержню проявляется в повышении температуры всех внутренних слоев остова (рис.2, кривая б).

Конструкция высоковольтного ввода предусматривает наличие масляного промежутка между остовом и фарфоровой покрывкой, в котором осуществляется конвекция аналогично тому, что происходит в вертикальных длинных

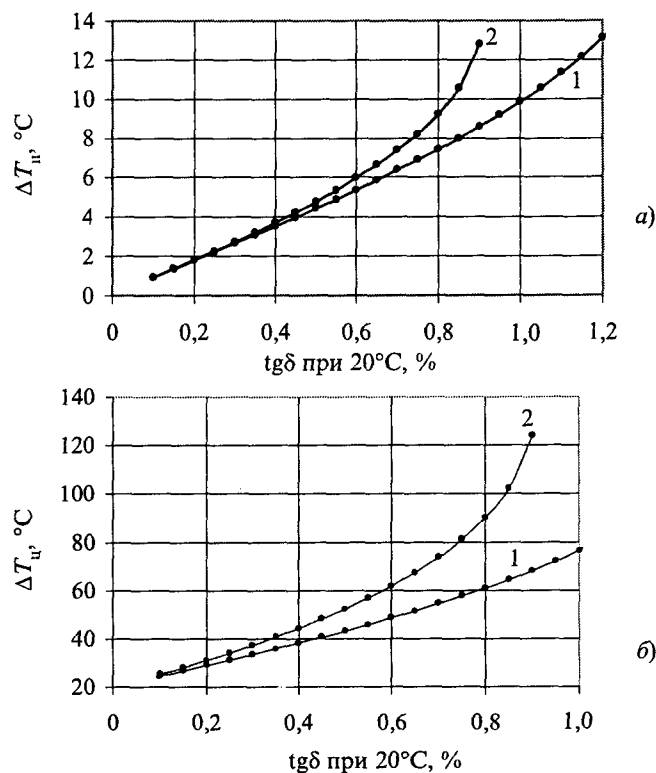


Рис.6. Влияние конвекции на $\Delta T_{\text{п}}$ (а) и $T_{\text{ц}}$ (б) ($U=330 \text{ кВ}$, $T_0 = 20^{\circ}\text{C}$):

1 – конвекция присутствует; 2 – конвекция отсутствует

цилиндрических прослойках [7]. Наличие конвекционных потоков приводит к увеличению коэффициента теплопроводности масла $\lambda_{\text{м}}(T)$ в 3–4 раза по сравнению с исходным значением $\lambda_{\text{м.о}}$ (в расчётах принято $\lambda_{\text{м.о}} = 0,11 \text{ Вт/м}^{\circ}\text{C}$ при 20°C).

Расчёты показывают, что, например, при $T_0 = 20^{\circ}\text{C}$ ($\text{tg}\delta_0 = 0,6$ и $0,8\%$) в условиях нормальной конвекции превышение температуры поверхности составляет примерно $5,4$ и $7,4^{\circ}\text{C}$ (рис.6, а, кривая 1), в то время как при отсутствии конвекции $\Delta T_{\text{п}} = 6$ и $9,3^{\circ}\text{C}$ (рис.6, а, кривая 2). Значительное влияние нарушение конвекции оказывает на температуру центрального стержня (рис.6, б, кривая 2): при $0,6\%$ температура возрастает от $48,7$ до $61,9^{\circ}\text{C}$ и при $0,8\%$ от 61 до $90,1^{\circ}\text{C}$. Возможно нарушение конвекции в масляных прослойках является одной из возможных причин различия температур вводов отдельных фаз.

В процессе эксплуатации и старения остова возможно изменение коэффициента теплопроводности $\lambda_{\text{и}}$ бумажно-масляной изоляции, поэтому представляет интерес оценка влияния данного фактора на диагностические параметры.

Расчёты показывают, что при $T_0 = 20^\circ\text{C}$ уменьшение λ_n в пределах 0,25–0,15 Вт/м $^\circ\text{C}$ незначительно сказывается на превышении температуры поверхности крышки и с учётом чувствительности тепловизионных приемников (0,1 $^\circ\text{C}$) может быть заметно лишь при $\text{tg}\delta_0 > 0,7\%$. В то же время данный параметр значительно влияет на температуру центрального стержня, которая при этом возрастает: например, при $\text{tg}\delta_0 = 0,6\%$ – от 46,3 до 59,3 $^\circ\text{C}$ в диапазоне $\lambda_n = 0,25\div 0,15$ Вт/м $^\circ\text{C}$.

Традиционные методы контроля параметров высоковольтных вводов, например $\text{tg}\delta_0$ обладают рядом недостатков, прежде всего из-за низкого уровня испытательного напряжения: простой оборудования для профилактических испытаний, отсутствие информации о работе оборудования непосредственно в эксплуатации под рабочим напряжением; отсутствие связи между измеряемыми параметрами и надёжностью работы изделий.

Разработка диагностической модели для тепловизионного контроля высоковольтных вводов даёт дополнительные возможности оперативной диагностики в дополнение к традиционным методам для оперативной оценки физических параметров изоляции, например, $\text{tg}\delta$ или температуры внутренних слоёв остова вводов.

Список литературы

1. Власов А.Б. Тепловизионный контроль или диагностика // Электротехника. 2002. №11. С.62–64.
2. Власов А.Б. Тепловизионный метод контроля физических параметров высоковольтных вводов // Электротехника. 1994. №4. С.34–40.
3. Власов А.Б. Тепловизионный контроль маслонеполненных высоковольтных аппаратов // Электротехника. №10. 2003.
4. Богатенков И.М., Бочаров Ю.Н., Гумерова Н.И. и др. Техника высоких напряжений: Учебник для вузов. СПб.: Энергоатомиздат. 2003.
5. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2003611741. Программа расчёта тепловых потоков при тепловизионном контроле маслонеполненных трансформаторов напряжения / Власов А.Б. Россия, 2003.
6. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2003611742. Программа расчёта коэффициента теплопередачи от поверхности при тепловизионном контроле / Власов А.Б. Россия, 2003 г.
7. Луканин В.Н., Шатров М.Г., Камфер Г.М. и др. Теплотехника: Учеб. для вузов. М.: Высшая школа, 2002.
8. Справочник по электрическим установкам высокого напряжения/ Под ред. И. А. Баумштейна, С. А. Бажанова. М.: Энергоатомиздат, 1989.

Власов Анатолий Борисович – профессор кафедры электрооборудования судов Мурманского Государственного технического университета, канд. техн. наук, доцент. Окончил физический факультет Ленинградского государственного университета в 1973 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме «Старение неполярных полимерных диэлектриков при одновременном воздействии переменного электрического напряжения и электролитов» в 1980 г. в специализированном Совете при МЭИ.

МАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Опыт использования постоянных магнитов неодим-железо-бор в ручном электроприводе для медицины

ВОЛОКИТИНА Е.В., ШАЛАГИНОВ В.Ф.

Создан электропривод на основе вентильного электродвигателя с магнитами из сплава неодим-железо-бор, позволивший вооружить хирурга мощным электроинструментом, удобно располагающимся в его руке. Электронная коммутация обмоток двигателя и органов управления электропривода, выполненных на датчиках с применением высококоэрцитивных магнитов, позволяет обеспечить его стерилизацию всеми видами обработки и долговечность свыше 10 лет эксплуатации.

ОАО "Электропривод" (г. Киров) более 20 лет занимается исследованиями и разработкой авиационных и космических электроприводов, а также электроприводов для медицины и нефтегазовой промышленности на базе вентильных электродвигателей постоянного тока.

Electric drive created on a basis of brushless DC motor with neodymium-iron-boron magnets, made it possible to supply the surgeon with the powerful electric tool which is conveniently arranged in his hand. Electronic switching of motor windings and the controls of the drive executed on sensors with use of high-coercitivity magnets, allow to provide its sterilization by all kinds of treatment and durability over 10 years of operation.

Электроприводы инструментов для обработки костных тканей в хирургии и, особенно, в травматологии получают широкое применение.

Жёсткие условия стерилизации при высоких температурах в водяных парах и газовых средах быстро выводят из строя контактные электро-

двигательные и коммутационные управляющие устройства (микровыключатели, потенциометры).

Хирургический электропривод входит в состав электрохирургического комплекта "Эврика 103". Электропривод разработан на основе вентильного электродвигателя постоянного тока, содержащего электромеханическую часть – бесконтактный электродвигатель с постоянными магнитами и датчиком положения ротора (ДПР) и электронную часть – блок управления электропривода, включающий инвертор. Фазы статорной обмотки электродвигателя подключены к источнику постоянного тока через силовые ключи инвертора, управляемые по сигналам ДПР. Блок управления преобразует напряжение переменного тока 220 В частотой 50 Гц в безопасное напряжение питания электропривода. Питание инвертора может осуществляться и от источника постоянного тока напряжением 24 В.

Выбор материала постоянных магнитов

Средством миниатюризации электромеханических преобразователей является использование постоянных магнитов с наибольшей коэрцитивной силой и энергией. Эксплуатационной характеристикой магнита является постоянное магнитное поле, создаваемое в рабочем пространстве. Такими магнитами служат интерметаллические соединения кобальта с редкоземельными элементами SmCo_5 и $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$, а также магнитотвердые материалы на основе сплава $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$.

Постоянные магниты на основе самария и кобальта имеют высокие значения магнитной энергии, температурной стабильности, а также обладают устойчивостью по отношению к процессам коррозии. В последнее время получены образцы магнитов с энергетическим произведением $(BH)_{\max} = 240 \text{ кДж/м}^3$ (30 МГс·Э) [1]. Основным недостатком этого типа магнитов – высокая цена, из-за которой широкое применение самарий-кобальтовых магнитов в настоящее время затруднено.

Магниты на основе интерметаллического соединения $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ обладают наивысшими значениями магнитной энергии $(BH)_{\max}$ до 440 кДж/м³ (55 МГс·Э) [2], но дешевле в несколько раз, чем самарий-кобальтовые магниты. Оценки показывают, что теоретический предел $(BH)_{\max}$ для соединения $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ составляет около 510 кДж/м³ (64 МГс·Э). Но магниты из сплава Nd-Fe-B не обладают необходимой температурной стабильностью: она в четыре раза хуже, чем у самарий-кобальтовых магнитов. В значительной степени это связано с низкой температурой Кюри

$\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ (585 К вместо 1020 К у SmCo_5 и 1200 К у $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$). Для улучшения температурной стабильности разработаны специальные методы, заключающиеся в подборе химического состава соединения.

Многочисленными исследованиями установлено, что постоянные магниты из сплава Nd-Fe-B подвержены коррозии и обладают способностью поглощать водород из окружающей среды. В связи с этим для этих магнитов разрабатываются защитные покрытия [3].

Для получения редкоземельных постоянных магнитов используется несколько технологий, среди которых традиционная технология, основанная на методе порошковой металлургии (спекание порошков со средним размером зерен 1–10 мкм), получение магнитотвёрдых порошков методом закалки из расплава (кристаллиты в частицах быстрозакаленного порошка находятся в однодоменном состоянии, их размер до 300 нм при размере самих частиц десятки микрон), а также с помощью измельчения исходного сплава методом гидрогенизационной диспропорционированной десорбции и рекомбинации – HDDR (hydrogenation-disproportionation-desorption-recombination process). Наиболее высокие магнитные свойства обеспечивают спечённые постоянные магниты, в связи с этим основным методом получения высококоэрцитивных магнитов является метод порошковой металлургии.

С учётом магнитных физических свойств и стоимости в хирургическом электроприводе используются спечённые постоянные магниты на основе сплава неодим-железо-бор – Нм30Ди6Р (ТАИК.750.717.001ТУ), разработанные и изготовленные НПО "Магнетон".

Магнитные и физические параметры материала Нм30Ди6Р

Остаточная индукция B_r , Тл, не менее	1,05
Коэрцитивная сила по индукции	
H_{CB} , кА/м, не менее	750
Коэрцитивная сила по намагниченности H_{CM} , кА/м, не менее	1600
Энергетическое произведение $(BH)_{\max}$, кДж/м ³	210
Температурный коэффициент остаточной индукции α_{Br} в интервале температур, %·град ⁻¹ :	
–40°C ÷ +20°C	–0,10
+20°C ÷ +150°C	–0,12
Температурный коэффициент коэрцитивной силы по намагниченности $\alpha_{H_{CM}}$ в интервале температур, %·град ⁻¹ :	
–40°C ÷ +20°C	–0,6
+20°C ÷ +150°C	–0,8

Конструкция электропривода

Электропривод выпускается в двух исполнениях: ЭП-М – с повышенным моментом и ЭП-С – с повышенной частотой вращения, конструктивно отличающийся отсутствием планетарного понижающего редуктора.

Магнитная система ротора электродвигателя (рис.1) представляет собой сборную четырехполюсную конструкцию с радиально намагниченными магнитами из сплава неодим-железо-бор 3, которая устанавливается на вал 4, изготовленный из коррозионностойкой стали 14X17H2, являющийся магнитопроводом. Для повышения механической прочности ротора и защиты от воздействий окружающей среды по наружному диаметру ротора установлен тонкостенный титановый бандаж 1.

Статор электродвигателя представляет собой традиционную пазовую конструкцию с трехфазной обмоткой (рис.2), предусматривающей распределение и укорочение. В качестве материала статора используется холоднокатаная изотропная сталь.

В электродвигателе применен датчик положения ротора индуктивного типа, в качестве сигнальных элементов которого также используются постоянные магниты системы неодим-железо-бор.

Корпус электропривода представляет собой тонкостенный цилиндр 8 с тремя ребрами. На корпусе имеется кронштейн 2 для присоединения съемного рычага включения 4 и угловая изоляционная втулка с операционным шнуром 6, на конце шнура расположена вилка 7. В нерабочем состоянии привода вилка закрыта влагозащитной заглушкой. На торце корпуса расположен переключатель частоты вращения 9. Узел стыковки с насадками 1 представляет собой подпру-

жиненный затвор и служит для присоединения и фиксации инструментальных насадок. В нерабочем состоянии узел стыковки с насадками закрыт влагозащитной заглушкой.

К органам управления относятся:

– рычаг включения 4 с переключателем направления вращения 5;

– переключатель частоты вращения 9.

Переключатель направления вращения 5 имеет три положения: правое, левое, нейтральное. Правое и левое положения обеспечивают соответствующее направление вращения при включении рычага, нейтральное исключает случайное включение электропривода при нажатии рычага.

Переключатель частоты вращения 9 имеет шесть фиксированных положений, соответствующих различным частотам вращения электропривода.

В датчиках управления включением, реверсом, регулированием частоты вращения используются магниточувствительные элементы (МЧЭ), также изготовленные из сплава Nd-Fe-B. В качестве защитного материала постоянных магнитов от внешних воздействующих факторов применен прессматериал АГ4.

Применение постоянных магнитов из сплава неодим-железо-бор позволило уменьшить наружный диаметр корпуса до 40 мм, что является самым оптимальным для размещения аппарата в руке хирурга во время операции. Средства управления электропривода расположены на корпусе, что весьма удобно для врача.

Функциональные узлы блока управления электропривода (рис.3) выполнены на двухсто-

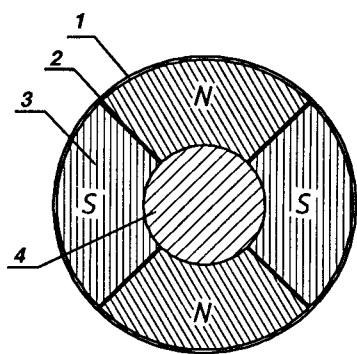


Рис.1. Магнитная система ротора:
1 – бандаж; 2 – стеклотекстолитовые прокладки; 3 – постоянные магниты; 4 – вал

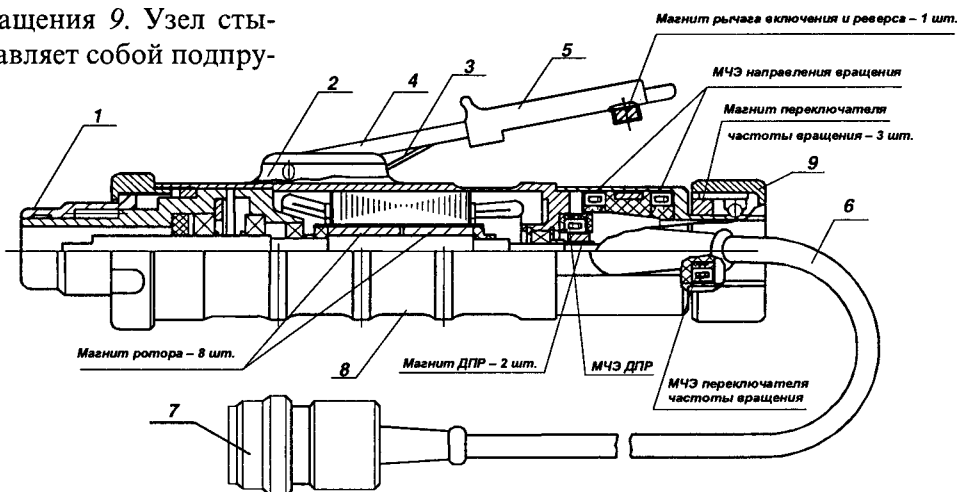


Рис.2. Электропривод ЭП-М, ЭП-С:

1 – узел стыковки; 2 – кронштейн; 3 – пружина; 4 – рычаг включения; 5 – переключатель направления вращения; 6 – операционный шнур; 7 – вилка; 8 – корпус; 9 – переключатель частоты вращения

ронных печатных платах, связь между которыми осуществляется через соединители типа ГРПМ. Провода высокого напряжения (220 В) и трансформаторы имеют двойную изоляцию от корпуса. Клемма заземления расположена на основании внутри блока управления. Заземление блока управления осуществляется через сетевой электрошнур. На основании блока управления имеются два отверстия для крепления блока к вертикальной поверхности и два прямоугольных паза для крепления его к столу с помощью специального прижима. Блок питания имеет специальную ручку для переноса, на задней панели расположены две опорные ручки.

Краткие технические данные электропривода

Мощность, Вт	200
Диапазон регулирования частоты вращения, об/мин:	
– ЭП-М	40–2000
– ЭП-С	3000–8000
Напряжение питания, В:	
– переменного тока частотой 50,60 Гц	220
– постоянного тока	24, 27
Масса электропривода, кг	1

Состав комплекта "Эврика-103":

- 48 инструментов (сверла, фрезы, пилы, метчики);
- 22 приспособления (патроны, осцилляторные насадки, винтодержатели, державки пил, направляющие сверл);
- электропривод с повышенным моментом ЭП-М;
- электропривод с повышенной частотой вращения ЭП-С;
- блок управления электропривода;
- футляры для стерилизации и хранения электроприводов, приспособлений и инструмента.

Комплект электрохирургический для обработки костей "Эврика-103" разработан ОАО

"Электропривод" совместно с Кировской областной травматологической больницей, в которой с 1996 г. используются 8 таких электроприводов (рис.4). Комплект получил высокую оценку при апробации в ГВКГ им. акад. Н.Н. Бурденко, НИИ травматологии и ортопедии им. Н.Н. Приорова, травматологическом центре Приволжского военного округа, Центре травматологии и ортопедии Московского областного НИИ, Детском хирургическом центре Юго-Западного округа России.

Комплект предназначен для широкого использования при лечении разнообразных повреждений и заболеваний костных тканей в стационарных и полевых условиях. "Эврика-103" применяется в травматологии, ортопедии, нейрохирургии, а также может использоваться как дополнительное специализированное оборудование в общехирургической, паталого-анатомической, судебно-медицинской практике и научно-исследовательской работе.

Комплект позволяет производить различные виды механической обработки костных тканей: сверление и обточку, выпиливание фрагментов и пазов, отпиливание и разрезание сегментов, выборку любого профиля полостей, проведение спиц, нарезание резьбы, закручивание и откручивание винтов.

Комплект обеспечивает:

- основной объем оперативных пособий при механической обработке костных тканей при питании от сети переменного тока напряжением 220 В с частотой 50 Гц и аккумуляторных батарей напряжением 24 В;
- изменение частоты и направления вращения и колебания инструмента;
- блокировку от непроизвольного включения при смене инструмента и насадок;
- использование набора съёмных приспособ-

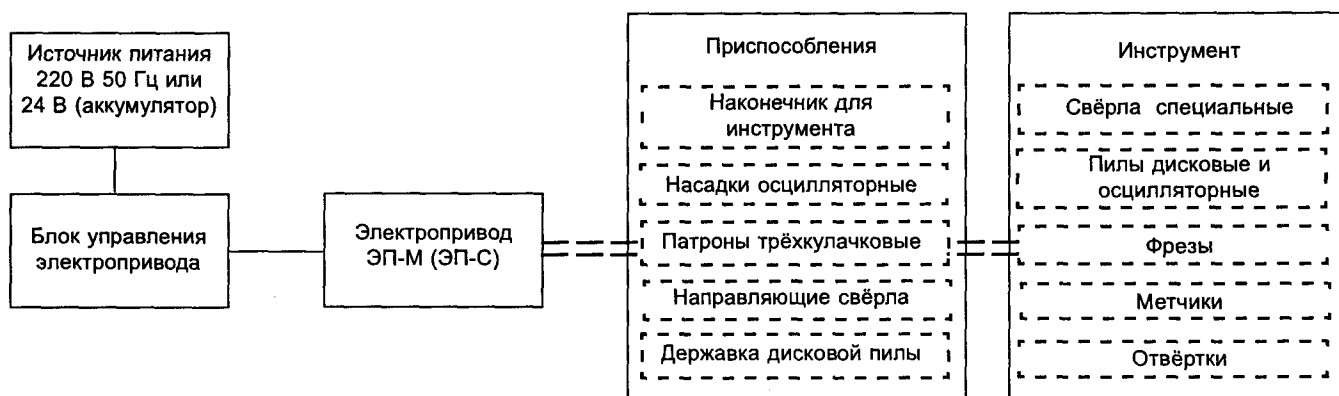


Рис.3. Функциональная схема комплекта

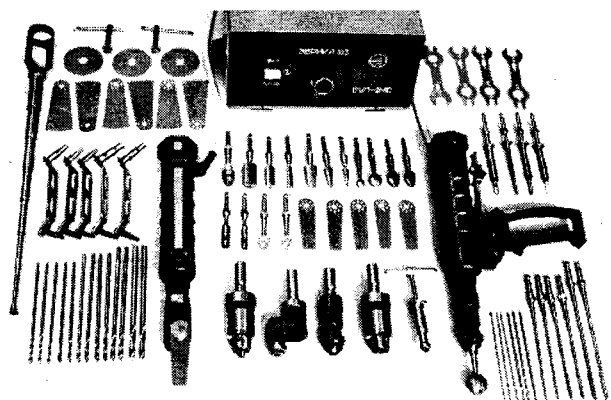


Рис.4. Комплект электрохирургический "Эврика-103"

лений и инструментов и их быструю смену в процессе работы;

- возможность его стерилизации различными способами обработки (автоклавирование при температуре $+135^{\circ}\text{C}$, химически газовый способ – окисью этилена или парами формалина, сухим горячим воздухом при температуре $+160^{\circ}\text{C}$);

- электробезопасность для пациента и обслуживающего персонала;

- световую индикацию напряжения питания.

Условия эксплуатации комплекта:

- температура окружающей среды от $+5$ до $+40^{\circ}\text{C}$;

- относительная влажность при температуре окружающей среды $20\text{--}32^{\circ}\text{C}$ $91\text{--}95\%$;

- изменение атмосферного давления от $61,3$ кПа (450 мм рт. ст.) до $106,7$ кПа (800 мм рт. ст.);

- стойкость к механическим воздействиям при эксплуатации и транспортировании по группе 2 ГОСТ Р50444.

При хранении и транспортировании допускается пребывание в условиях изменения температуры окружающей среды от -50 до $+70^{\circ}\text{C}$.

Выводы

1. Электропривод, созданный на основе вентильного электродвигателя постоянного тока с магнитами из сплава неодим-железо-бор, имеет следующие преимущества: предельная мощность для использования в качестве ручного электроинструмента, быстрая установка и смена приспособлений, соответствие международным нормам электробезопасности, работа от автомобильных аккумуляторов и самолетной сети.

2. Электронная коммутация обмоток двигателя и органов управления электроприводом, выполненных на датчиках с применением высококоэрцитивных постоянных магнитов, позволяет обеспечить его стерилизацию всеми видами обработки и долговечность свыше 10 лет эксплуатации.

Список литературы

1. Мишин Д.Д. Магнитные материалы. М.: Высшая школа, 1991.

2. Кекало И.Б., Менушенков В.П. Быстрозакаленные магнитотвердые материалы системы Nd-Fe-B. М.: МИСиС, 2000.

3. Кудреватых Н.В., Остоушко А.А., Тарасов Е.Н. и др. Исследование деградации магнитных свойств постоянных магнитов из сплава Nd-Fe-B в солевых растворах и водородных средах при наличии покрытия // Электротехника. 1999. №10. С.20–23.

Шалагинов Владимир Федотович – руководитель проекта ОАО "Электропривод" (г. Киров), канд. техн. наук. Окончил в 1963 г. радиотехнический факультет Уральского политехнического института им. С.М. Кирова. Защитил в 1981 г. диссертацию по теме "Исследование и разработка двухдвигательного электропривода с синхронно вращаемыми вентильными двигателями".

Волокитина Елена Владимировна – руководитель проекта ОАО "Электропривод" (г. Киров). Окончила в 1982 г. электротехнический факультет Кировского политехнического института.

Влияние нагрева на процессы намагничивания и стабильность постоянных магнитов Nd-Fe-B в частично разомкнутых цепях

ЯКОВЛЕВ Л.С., НЕСТЕРИН В.А., МАКАРОВ Д.А.

Рассмотрена методика намагничивания высококоэрцитивных магнитов в составе ротора с использованием нагрева. Приведены результаты испытаний магнитных систем роторов электродвигателей при нагреве.

Постоянные магниты (ПМ) системы Nd-Fe-B с легирующими добавками, применяемые в вентильных электродвигателях (ВД) с макси-

мальной рабочей температурой до $+175^{\circ}\text{C}$, кроме высокой индукции ($B_r = 1,0\text{--}1,2$ Тл) должны иметь коэрцитивную силу по намагниченности

$H_{сМ} = 1600\div 2000$ кА/м. Такие характеристики ПМ позволяют обеспечить нормальную работу электродвигателей не только при повышенной температуре, но и при перегрузках по току до $5 I_{ном}$ ($I_{ном}$ – номинальный ток). В настоящее время наилучшие магнитные характеристики могут обеспечить спечённые ПМ из сплавов типа Nd-Fe-B с добавками Dy, Tb, Nb, Ga, повышающими $H_{сМ}$, а также Co, повышающего температуру Кюри T_c . В связи с тем, что технология производства спечённых магнитов из неодима довольно трудоёмка, ПМ имеют заметный разброс характеристик, особенно $H_{сМ}$. Это связано со многими факторами: чистотой исходных компонентов, химическим составом сплавов, типом оборудования, особенностями технологии и др. Таким образом, существует проблема качества ПМ, что особенно важно при производстве ответственных и дорогостоящих изделий. К ним можно отнести и вентильные двигатели (ВД) типа 5ДВМ, используемые в станкостроении, робототехнике, а также электродвигатели для транспортных средств и др. Увеличение потребности в таких двигателях отечественной промышленностью приводит к необходимости обеспечения качества ВД в условиях перехода от мелкосерийного к крупносерийному производству.

Одной из важных и достаточно сложных технологических операций при производстве ВД с ПМ из РЗМ является их намагничивание в составе роторов. Следует заметить, что сборка роторов, особенно больших размеров, является весьма трудоёмкой операцией, если при этом используются магниты в намагниченном состоянии. Для повышения технологичности сборки роторов ПМ целесообразно намагничивать в составе ротора после их приклеивания и балансировки. Для этих целей применяется специальное технологическое оборудование – установка импульсного намагничивания типа УИН-3000, включающая источник импульсного тока и индукторную систему (ИС). Импульсный источник тока представляет собой шкаф с батареей конденсаторов, при этом операцией заряда и разряда управляет электронная система, а в качестве коммутационного прибора используется игнитрон. Установка УИН-3000 имеет максимальную энергию заряда $W = 32$ кДж, максимальное напряжение заряда $U_z = 3000$ В, что вполне достаточно для намагничивания РЗМ магнитов. Разработанные ИС имеют несколько разных исполнений, являются сменными и выбираются в зависимости от типоразмера намагничиваемого ротора [1].

При намагничивании роторов для ВД небольших габаритов, например, с диаметром присоединительного фланца 55, 85 и 115 мм, необходимый уровень индукции возможно получить за одну операцию – импульсный разряд конденсаторной батареи. Конструктивно магнитопровод в этом случае изготавливается таким образом, что ротор полностью помещается в ИС и единичного разряда достаточно для намагничивания одновременно всех полюсов ротора. Однако роторы электродвигателей повышенной мощности (например, роторы с размером фланца 215 мм) намагнитить одним импульсом не удастся. Это связано с габаритами ИС, увеличение которых приводит к возрастанию полей рассеивания, что, в свою очередь, требует повысить прикладываемую мощность заряда для достижения требуемого уровня импульсного магнитного поля. При этом, даже высокое значение напряжения заряда U_z (около 2,5 кВ) не всегда обеспечивает равномерное намагничивание ПМ в роторе, что связано с наличием в нём магнитов с максимальным значением $H_{сМ} = 2000$ кА/м и более.

Следует заметить, что зависимость магнитного импульсного поля $H_{имп}$ от напряжения заряда U_z в индукторных системах с магнитопроводом нелинейная, поэтому с ростом U_z увеличение индукции B на поверхности может оказаться незначительным или вовсе незаметным. Значительное увеличение U_z может быть ограничено возможностями установки. Кроме этого, имеется риск разрушения лобовых частей обмотки индукторной системы из-за динамических усилий.

Недостаточно высокая степень намагничивания ПМ в роторе может привести к понижению крутящего момента на валу электродвигателя и нестабильной его работе, особенно при повышенной температуре эксплуатации, так как неполноценная магнитная структура магнитов заметно влияет на их гистерезисные параметры.

Решение этой проблемы было комплексным, в частности, сначала была разработана ИС облегченной конструкции для пошагового намагничивания роторов, показанная на рис. 1. Принцип ее работы заключается в следующем. Ротор 1 помещается в индуктор 2, вал ротора закрепляется в фиксаторе 3, который свободно перемещается вдоль индуктора вместе с ротором по направляющим основания 5. С помощью стопорных винтов 6 ротор устанавливается в необходимом положении, после чего на индуктор подаётся импульсное напряжение. Выжимное

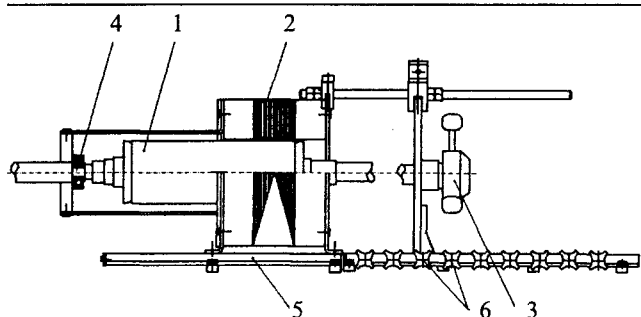


Рис.1. Индукторная система для намагничивания ротора электродвигателя 5ДВМ215:

1 – ротор с постоянными магнитами Nd-Fe-B; 2 – магнитопровод с обмотками; 3 – фиксатор; 4 – выжимное устройство; 5 – основание; 6 – стопорные винты

устройство 4 играет также роль упора при крайнем правом положении ротора, предотвращая его перемещение при импульсе, а также позволяет плавно перемещать ротор в направлении выгрузки после завершения операции намагничивания. Фиксатор ИС имеет свободу вращения вокруг горизонтальной оси при ослабленных винтовых соединениях, благодаря этому ротор можно повернуть вокруг своей оси на некоторый угол и намагнитить ротор повторно, при этом захватываются ненамагниченные участки под межполюсными зонами ИС. Преимущество такой конструкции с пошаговым намагничиванием заключается в том, что ИС меньших габаритов имеет меньшее рассеивание импульсного поля, что повышает его эффективность [2,3].

Дальнейшее развитие метода состоит в следующем. Известно, что при увеличении температуры ПМ из сплава типа Nd-Fe-B наблюдается снижение коэрцитивной силы по намагниченности $H_{см}$. При повышенной температуре легче достичь технического насыщения магнитов с меньшими значениями импульсного намагничивающего поля $H_{имп}$. Проведенные эксперименты показали, что при нагревании ПМ из сплава типа Nd-Fe-B в составе ротора до $+150^{\circ}\text{C}$ и последующем намагничивании в импульсном магнитном поле с тем же значением $H_{имп}$, что и в холодном состоянии (при комнатной температуре), можно повысить индукцию B на участках поверхности ротора на 10–25%. На рис.2 показан пример распределения индукции B на поверхности ротора по элементарным площадкам, нанесенным вдоль осевой линии ротора (размер площадок – 10×10 мм) после намагничивания при комнатной температуре ($+20^{\circ}\text{C}$) и при $+150^{\circ}\text{C}$.

При намагничивании горячим способом на



Рис.2. Распределение индукции B на поверхности ротора электродвигателя 5ДВМ215 по элементарным площадкам после намагничивания в холодном и горячем состояниях:

—◆— — холодное намагничивание ($+20^{\circ}\text{C}$);
—■— — горячее намагничивание ($+150^{\circ}\text{C}$)

некоторых участках повышения значения B может не наблюдаться и даже фиксироваться некоторое снижение индукции на поверхности (относительно первоначальных значений B). Такое поведение магнитов связывается с имеющимся разбросом магнитных характеристик ПМ в роторе, особенно значений $H_{см}$, поскольку пониженная коэрцитивная сила магнитов (до 1600 кА/м) может послужить причиной их саморазмагничивания в процессе нагревания в частично разомкнутой цепи. Приложение же намагничивающих импульсов в данном случае может не привести к росту индукции из-за низкого значения $H_{см}$ этих ПМ при повышенных температурах. Восстановить первоначальное значение индукции при этом можно повторным намагничиванием в холодном состоянии, однако для более надёжной работы электродвигателей ПМ с низким значением $H_{см}$ следует исключить.

Разброс значений B на поверхности намагниченного ротора иногда достигает 20% и более, впрочем, это не оказывает большого влияния на характеристики электродвигателя. Кроме названных причин, такой разброс может связываться с влиянием краевых эффектов, вносящих некоторое искажение магнитного поля на поверхности ротора.

Полученные результаты показывают, что использованием метода пошагового намагничивания с нагреванием ПМ в роторе можно достичь насыщения магнитов системы Nd-Fe-B в пределах средних значений импульсного магнитного поля (до 2000 кА/м), что позволяет без больших затрат повысить качество работы вентиляльных электродвигателей, а также обеспечить их надёжную работу при эксплуатации в области максимально допустимых температур.

В последние годы получили развитие магнитотвердые материалы из порошков, изготовленных методом быстрой закалки или быстрозакаленные сплавы (БЗС) системы Nd-Fe-B. Применение современных органических связок позволяет получить композиционные магнитные материалы, называемые также магнитопластами с относительно высокими характеристиками по сравнению с аналогичными композиционными материалами на основе ферритов [4]. Магнитопласты находят применение в самых различных областях техники, включая электродвигатели. Магнитные характеристики современных магнитопластов следующие: остаточная индукция $B_r = 0,45 \div 0,65$ Тл, коэрцитивная сила $H_{cM} = 240 \div 1000$ кА/м, максимальная магнитная энергия $(BH)_{\max} = 80 \div 85$ кДж/м³. Несмотря на то, что эти характеристики существенно ниже, чем у спечённых ПМ, магнитопласты быстро распространяются в технике, особенно в серийных изделиях (микроэлектродвигатели для автомобилей, часов, различных датчиков и др.). Благодаря высокой технологичности они имеют намного меньшую стоимость (в 2–3 раза), чем спечённые ПМ, и могут заметно снизить общую стоимость готового изделия.

В ОАО "ЧЭАЗ" разработаны электродвигатели автомобильных тепловентиляторов, в которых используются кольцевые магнитопласты из БЗС системы Nd-Fe-B. Различными отечественными производителями предлагаются магнитопласты, имеющие перечисленные магнитные свойства, однако представляется интересным, насколько они стабильны в области предельно допустимых температур и как изменяются их характеристики с ростом температуры. Испытаниям подвергались магнитопласты из быстрозакаленных сплавов типа Nd-Fe-B и из порошков HDDR (Hydrogenation-Decomposition-Desorption-Recombination).

В целях улучшения удельных массогабаритных показателей и параметров электродвигателя магнитную систему (МС), рекомендуется облегчить, при этом ее конструкция может иметь вид, как это показано на рис.3. В этом случае на параметры МС, а также электродвигателя в целом, может повлиять соотношение размеров S_1 и S_2 , т.е. толщины магнитопласта (постоянного магнита) и толщины стенки втулки ротора, которая выполняется из магнитомягкого материала.

Испытание магнитных систем ротора с магнитопластами и со спечёнными постоянными магнитами из сплава Nd-Fe-B на воздействие

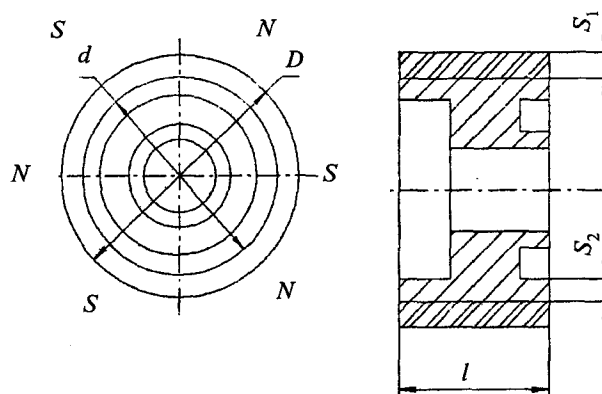


Рис.3. Магнитная система ротора вентильного электродвигателя на основе постоянных магнитов системы "неодим-железо-бор" с шестью полюсами

температуры вне статора показали, что при нагреве до температуры +125°C изменения магнитного потока Φ могут быть существенными и для спечённых ПМ составляют 25%, а для магнитопластов — от 15 до 30%, причем максимальное изменение наблюдалось у магнитопластов из порошков HDDR (рис.4). В ходе экспериментов было установлено, что при намагничивании кольцевых магнитопластов из HDDR импульсным методом достичь технического насыщения сложнее, чем у магнитопластов из БЗС, что позволяет предположить наличие взаимосвязи между степенью намагничивания и наблюдающимися потерями магнитного потока.

У охлажденных образцов снижение магнитного потока Φ (необратимые потери) составило от 5 до 25%, у образцов с магнитопластами из БЗС разных производителей это снижение также различно и находится в пределах 5–10 %.

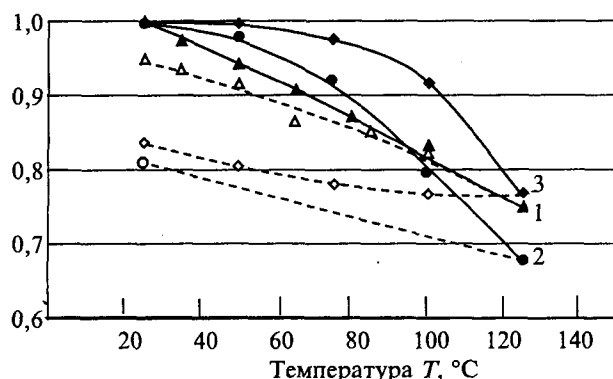


Рис.4. Зависимости относительного изменения Φ/Φ_0 от температуры при нагреве и охлаждении у МС с магнитопластами и спечёнными ПМ системы Nd-Fe-B в частично разомкнутой цепи:

▲ ▲ 1 — магнитопласт из БЗС Nd-Fe-B; ● ○ 2 — магнитопласт из порошка HDDR; ◆ ◇ 3 — спечённый ПМ Nd-Fe-B; — — — — — нагрев; - - - - - охлаждение

Было замечено, что значение потерь зависит не только от вида применяемого материала, но и от конструкции магнитной системы. В частности, изменение толщины S_2 в сторону уменьшения приводит к более быстрому снижению потока Φ с ростом температуры и может увеличить необратимые потери, если стенка втулки ротора слишком тонкая.

Ранее упоминалось, что при нагреве постоянных магнитов из сплавов типа Nd-Fe-B заметно снижается их коэрцитивная сила $H_{см}$. Высокое значение остаточной индукции B_r этих ПМ приводит к их саморазмагничиванию с ростом температуры, что проявляется в существенном снижении магнитного потока Φ , особенно у спеченных ПМ (см. рис. 4). Необходимо отметить, что с повышением температуры до значений более $+100^\circ\text{C}$ снижение потока Φ магнитной системы в частично разомкнутой цепи может иметь необратимый характер, его значение зависит от условий, в которых находятся магниты, а также от значения температуры T , до которой они нагревались. При высоком значении размагничивающего коэффициента N или высоком магнитном сопротивлении цепи МС может наблюдаться весьма значительное дополнительное снижение Φ магнитов из неодима при повышенных температурах, в связи с чем правильный выбор конструкции МС, а также материала ПМ (магнитопласта) является весьма важным условием для их стабильной работы в изделиях [5]. Кроме того, значение необратимых потерь магнитных свойств косвенно свидетельствует о степени надёжности МС в изделии, в частности, в электродвигателях при их эксплуатации в области предельно допустимых температур.

Испытание МС с магнитопластом из БЗС типа Nd-Fe-B в составе ротора электродвигателя в генераторном режиме при воздействии температуры показало, что снижение ЭДС при $T = +130^\circ\text{C}$ не превышает 12% (рис.5), причём

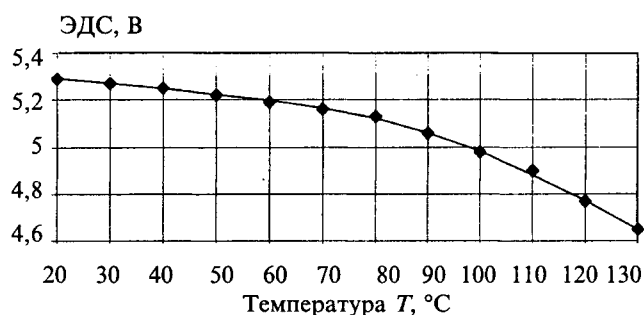


Рис.5. Зависимость ЭДС электродвигателя ДВФ77 от температуры

эти потери являются практически полностью обратимыми. Разность значений ЭДС, измеренных до нагрева до $+130^\circ\text{C}$ и после охлаждения до $+20^\circ\text{C}$ не превышала 0,2%.

Выводы

1. Использование метода пошагового импульсного намагничивания ПМ системы Nd-Fe-B в составе роторов электродвигателей, имеющих повышенные массогабаритные характеристики, с применением индукторных систем облегченной конструкции позволяет повысить уровень импульсного намагничивающего поля, при этом нагревание роторов до $+150^\circ\text{C}$ с последующим приложением импульсного магнитного поля улучшает качество намагничивания и повышает общий уровень индукции B на поверхности роторов.

2. Испытания магнитных систем с магнитопластиками из БЭС и HDDR-порошков неодим-железо-бор, а также со спеченными ПМ системы Nd-Fe-B на температурную стабильность в условиях частично разомкнутой магнитной цепи показали, что температурный ход и значение потерь магнитного потока Φ у разных материалов различны, что может являться критерием оценки надёжности ПМ в электродвигателях. Магнитопласты из БЗС типа Nd-Fe-B в составе ротора электродвигателя могут работать без существенных потерь магнитных свойств при рабочих температурах до $+130^\circ\text{C}$.

Список литературы

1. Нестерин В.А. Оборудование для импульсного намагничивания и контроля постоянных магнитов. М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. Нестерин В.А., Жуков В.П., Золотнический В.А. и др. Вентильные электродвигатели серии 5ДВМ для станкостроения и робототехники // Труды симпозиума ЭЛМАШ-2002 "Перспективы и тенденции развития электротехнического оборудования для энергетики, транспорта, нефтяной и газовой промышленности". 2002. С.54–58.
3. Нестерин В.А., Андреев В.Н., Жуков В.П. и др. Особенности технологии промышленного освоения вентильных электродвигателей серии 5ДВМ // Вестник УГТУ-УПИ. Электромеханические и электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы. 2003. № 5(25). С.187–189.
4. Глебов В.А., Сафронов Б.В., Кумков Ю.А. и др. Исследования и разработка этапов и стадий технологии промышленного производства магнитопластов // Научные труды ВНИИНМ. 2000. Вып.1. С.190–192.
5. Нестерин В.А., Яковлев Л.С., Макаров Д.А. Исследование процессов намагничивания и влияния нагрева на параметры магнитных систем // Труды Академии электротехнических наук Чувашской Республики. 2003. № 2. С.63–67.

Яковлев Лев Семёнович – начальник конструкторского бюро технологического оборудования ОАО "ЧЭАЗ". В 1983 г. окончил электротехнический факультет Чувашского государственного университета по специальности "Электроизоляционная и кабельная техника".

Нестерин Валерий Алексеевич – профессор Чувашского государственного университета, доктор техн. наук. Окончил в 1964 г. электромеханический факультет МЭИ по специальности "электрические машины".

В 1995 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Оборудование для импульсного намагничивания высокоэнергетических постоянных магнитов в целях создания нового поколения электрических машин и магнитных систем на их основе".

Макаров Дмитрий Алексеевич – аспирант кафедры ЭМТЭП электротехнического факультета Чувашского государственного университета. В 2003 г. окончил магистратуру Чувашского государственного университета.

Пространственно-фазовое моделирование электромеханических процессов в машинах с постоянными магнитами в системе FEMLAB

ШМЕЛЁВ В.Е., СБИТНЕВ С.А.

Рассматриваются предложенные авторами пространственно-фазовые методы математического моделирования электромеханических процессов в технических устройствах, в том числе в электрических машинах с постоянными магнитами. Кратко описаны результаты вычислительных экспериментов с двумерными пространственно-фазовыми моделями.

The spatially-phase methods of mathematical simulation of electromechanical processes offered by authors in technical devices, including in electrical machines with permanent magnets are considered. Outcomes of computational experiments with two-dimensional spatially-phase models are briefly circumscribed.

Данная статья посвящена вопросам разработки и развития методов математического моделирования электромеханических процессов, рассматриваются предложенные авторами пространственно-фазовые (П-Ф) методы. Математическая основа этих методов описана в [1, 2]. Входными данными математических моделей, основанных на этих методах, являются геометрия и конструктивные параметры анализируемого электромеханического устройства, а также характеристики и параметры электрофизических свойств материалов, из которых изготовлены детали устройства (машины), распределение переменных состояния источников электромагнитного поля (ЭМП). Выходными данными таких математических моделей являются семейства динамических характеристик электромеханического преобразователя. Все характеристики динамических свойств машины в пространстве состояний представляются функциональными зависимостями следующего вида:

$$\{\bar{F}_m, \bar{M}_m, [U]\} = f\left(\bar{r}, \frac{d\bar{r}}{dt}, \frac{d^2\bar{r}}{dt^2}, \bar{\alpha}, \frac{d\bar{\alpha}}{dt}, \frac{d^2\bar{\alpha}}{dt^2}, [I], \frac{d[I]}{dt}, \frac{d^2[I]}{dt^2}\right); (1)$$

$$\{\bar{F}_m, [U]\} = f\left(\bar{r}, \frac{d\bar{r}}{dt}, \frac{d^2\bar{r}}{dt^2}, [I], \frac{d[I]}{dt}, \frac{d^2[I]}{dt^2}\right); (2)$$

$$\{M_m, [U]\} = f\left(\alpha, \frac{d\alpha}{dt}, \frac{d^2\alpha}{dt^2}, [I], \frac{d[I]}{dt}, \frac{d^2[I]}{dt^2}\right); (3)$$

где \bar{F}_m – вектор электромагнитной силы, действующей на подвижное рабочее тело электромеханического преобразователя; \bar{M}_m – вектор электромагнитного момента; $[U]$ – массив напряжений на всех обмотках электромеханического преобразователя; \bar{r} – вектор текущего пространственного положения центра масс подвижного

рабочего тела; $\frac{d\bar{r}}{dt}$ – вектор скорости поступательной составляющей движения этого тела;

$\frac{d^2\bar{r}}{dt^2}$ – вектор ускорения; $\bar{\alpha}$ – вектор углового

положения рабочего тела; $\frac{d\bar{\alpha}}{dt}$ – вектор угловой

скорости; $\frac{d^2\bar{\alpha}}{dt^2}$ – вектор углового ускорения;

$[I]$ – массив токов всех обмоток электромеханического преобразователя; $\frac{d[I]}{dt}$, $\frac{d^2[I]}{dt^2}$ – скорости и ускорения изменения мгновенных токов.

Семейство характеристик (1) описывает динамические свойства преобразователей вращательно-поступательного движения, например, гиродинов космических аппаратов. Выражение (2) описывает динамические свойства преобразователей поступательного движения, например, линейных электродвигателей, (3) описывает динамические свойства электрических машин (двигателей и генераторов) вращательного движения. В этих машинах угловое положение, угловая скорость, угловое ускорение ротора и момент – скалярные величины.

Все стандартные характеристики электрических машин вращательного движения являются частными случаями характеристик вида (3). Приведём некоторые примеры:

$M_m = f\left(\frac{d\alpha}{dt}, U\right)$ – механическая характеристика, $M_m = f(\alpha)$ – угловая характеристика момента, также можно привести характеристики ХХ, нагрузочные и регулировочные характеристики двигателей и генераторов.

Характеристики вида (1)–(3) напрямую связаны с энергетическими показателями работы машины. Так, сумма произведений мгновенных напряжений и токов – мгновенная мощность, потребляемая машиной от сети. Отрицательное значение соответствует генерации мощности в сеть или в электрическую нагрузку. Среднее за период значение этой величины – активная мощность. Сумма произведений действующих значений токов и напряжений – полная электрическая мощность. Отношение активной к полной мощности – коэффициент мощности ($\cos \varphi$).

Произведение $M \frac{d\alpha}{dt}$ – механическая мощность.

Отношение механической мощности к активной электрической (в случае двигательного режима) или наоборот (в случае генераторного режима) – КПД. Кроме того, пространственно-фазовое моделирование на основе уравнений [1, 2] позволяет детально анализировать энергетические потоки (потоки электромагнитной мощности) в машине при различных её мгновенных состояниях. На основе такого анализа можно установить предельные по энергетическим показателям возможности электрических машин различных

типов и конструкций. Наконец, на основе характеристик (1) – (3) относительно несложно строить алгоритмы управления двигателями и генераторами, обеспечивающие максимально возможные значения названных энергетических показателей. Для синтеза и анализа названных алгоритмов удобно использовать такое математическое программное обеспечение, как Simulink и LabView.

Теперь расскажем о вычислительных экспериментах с разработанными авторами двумерными пространственно-фазовыми моделями.

Если электрическая машина обладает большой протяжённостью в направлении оси вращения и все токи протекают в основном параллельно оси вращения, то магнитную составляющую ЭМП в такой машине можно приближённо считать двумерной (плоскопараллельной). Если дополнительно выполняется условие КЗ между поверхностями $z = -\infty$ и $z = +\infty$ (это достаточно распространённый случай), то и электрическую составляющую ЭМП можно считать плоскопараллельной, что существенно упрощает уравнения и расчёты. В двумерном случае система трёхмерных П-Ф уравнений ЭМП [1, 2] без учёта второй фазовой переменной векторного магнитного потенциала может быть преобразована к следующему виду:

$$\left\{ \begin{array}{l} -\operatorname{div}(v \operatorname{grad} A'_n + \tau'_1 \operatorname{grad} A'_{n1} - \\ -v(\bar{I}_x M_{ry} - \bar{I}_y M_{rx})) + \mu_0 \gamma A'_{n1} = \delta; \\ -\operatorname{div}(v \operatorname{grad} A'_{n1}) = \delta_1; \\ -\operatorname{div}(v \operatorname{grad} A' + \tau'_1 \operatorname{grad} A'_1 - \\ -v(\bar{I}_x M_{ry} - \bar{I}_y M_{rx})) + \mu_0 \gamma A'_1 = \delta; \\ -\operatorname{div}(v \operatorname{grad} A'_1 + v \hat{c}_v \operatorname{grad} A'_n + \tau'_1 \hat{c}_v \operatorname{grad} A'_{n1}) + \\ + \mu_0 \gamma \left(-y \frac{\partial \omega}{\partial x} + x \frac{\partial \omega}{\partial y} \right) A'_{n1} = \delta_1, \end{array} \right. \quad (4)$$

где $v = \mu^{-1}$ – величина, обратная относительной магнитной проницаемости вещества; A'_n – распределение векторного магнитного потенциала в неподвижной системе; A'_{n1} – то же для первой фазовой переменной потенциала; γ – удельная электрическая проводимость вещества; δ – плотность тока в обмотках; δ_1 – скорость изменения плотности тока в обмотках; A' – распределение векторного магнитного потенциала в неодно-

родно движущейся системе; A'_1 – то же для первой фазовой переменной потенциала; \bar{M}_r – вектор остаточной намагниченности постоянных магнитов; ω – распределение угловой скорости вращения в анализируемой электромагнитной системе; \hat{c}_v – тензорный коэффициент, учитывающий неоднородность поля угловых скоростей, матрица которого в декартовой системе координат имеет вид:

$$\hat{c}_v = \begin{bmatrix} \left(y \frac{\partial \omega}{\partial x} + x \frac{\partial \omega}{\partial y} \right) & \left(y \frac{\partial \omega}{\partial y} - x \frac{\partial \omega}{\partial x} \right) \\ \left(y \frac{\partial \omega}{\partial y} - x \frac{\partial \omega}{\partial x} \right) & \left(-y \frac{\partial \omega}{\partial x} - x \frac{\partial \omega}{\partial y} \right) \end{bmatrix}.$$

Необходимо проверить теоретические построения П-Ф методов на модельных электромеханических объектах с известными электромагнитными свойствами. Нам представляется, что подходящими модельными объектами являются асинхронный электромагнитный тормоз и упрощенный вариант синхронной машины.

Авторами смоделированы электромеханические процессы в асинхронном динамическом тормозе, имеющем беззубцовую конструкцию ротора и статора: рассчитана зависимость тормозного момента от частоты вращения ротора, а также распределение электрического поля в роторе и за его пределами при постоянном токе статора. Подтверждена пропорциональная зависимость тормозного момента от частоты вращения ротора. Электрическое поле наводится только во вращающемся роторе и не выходит за его пределы. Исследовался также тормозной режим при переменном токе в обмотке статора. Наблюдалось наведение магнитного поля во всей системе вихревыми токами ротора, а также распределение плотности тока в массиве ротора при разных частотах вращения. Исследовались также характеристики двигательного режима в двухфазной асинхронной машине. Результаты расчётов П-Ф методами хорошо согласуются с известными в классической электромеханике фактами. Моделирование проводилось в системе FEMLAB, которая является пакетом расширения системы MATLAB. При расчёте момента, действующего на ротор, использована разработанная авторами концепция силовых взаимодействий в ЭМП [3].

Схематичное изображение поперечного сечения упрощённой двухфазной асинхронной машины показано на рис.1, где 1, 4 – левое и пра-

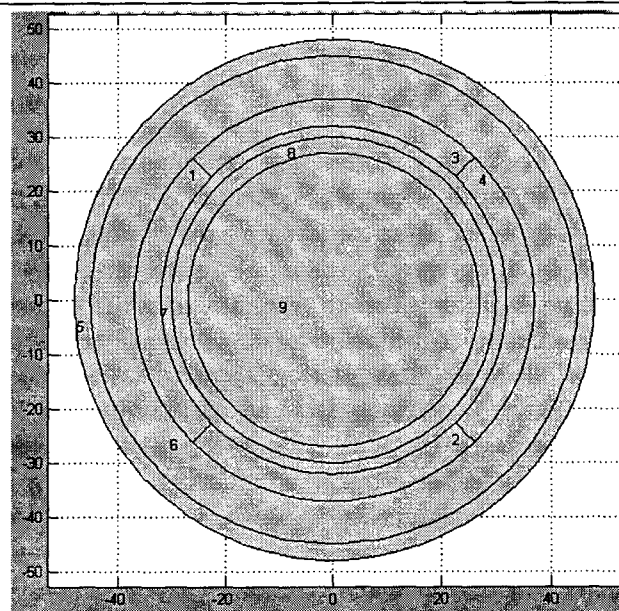


Рис.1. Схематичное изображение поперечного сечения машины беззубцовой конструкции

вое сечение второй фазы обмотки статора; 2, 3 – нижнее и верхнее сечение первой фазы этой обмотки; 5 – воздух снаружи машины; 6 – магнитопровод статора; 7 – воздух в зазоре статор – ротор; 8 – переходная зона, в которой угловая скорость вращения плавно (линейно) изменяется от ω_p до нуля (ω_p – угловая скорость вращения ротора); 9 – ротор. Координатные оси на рис.1 размечены в миллиметрах. Пусть в зоне 6 $\mu=500$ ($\nu=1/500$), а в зоне 9 $\gamma=3 \cdot 10^{-2}$ МСм/мм = $=3 \cdot 10^7$ См/м, т.е. ротор представляет собой цилиндрическую алюминиевую болванку.

В режиме динамического тормоза первая фаза обмотки статора запитана положительным постоянным током (магнитный момент направлен слева направо). Пусть плотность тока $\delta = 1 \text{ А/мм}^2$. Из расчёта видно, что магнитное поле "увлекается" проводящим вращающимся ротором, что и обуславливает тормозной момент. Поворот вектора магнитной индукции в области вращающегося ротора против часовой стрелки обусловлен вихревыми токами, протекающими под действием наводимого электрического поля. По результатам расчётов видно также, что при равномерном вращении ротора и при питании обмотки статора постоянным током электрическое поле наводится только в области ротора и в переходной зоне. Кроме того, расчёты подтверждают, что переходная зона, в которой $\omega \neq \text{const}$, является вихревым источником электрического поля, т.е. там имеется "магнитный ток". Пере-

ходную зону (зона 8 на рис.1) приходится вводить в расчёт для обеспечения непрерывности распределения фазовых переменных векторного магнитного потенциала (прежде всего, переменной A_1'). Необходимость введения переходной зоны затрудняет моделирование электромеханических процессов в машинах сложной конструкции с малыми зазорами между статорами и роторами. Современная версия системы FEMLAB (FEMLAB 3.0) позволяет выполнять мультигеометрическое моделирование, что даёт возможность рассчитывать разрывные распределения фазовых переменных потенциалов, т.е. вводить в модели поверхностные "магнитные токи". Мультигеометрические П-Ф модели будут описаны авторами в следующих статьях.

Расчётная зависимость момента и ЭДС в фазных обмотках от угловой скорости ротора представлена в табл.1. В данном режиме при питании статора постоянным током и при равномерном вращении ротора ЭДС в фазах не наводятся.

Теперь рассмотрим машину, изображённую на рис.1, в двухфазном двигательном режиме. С помощью обмоток статора создадим в ней круговое вращающееся магнитное поле. Пусть в рассматриваемый момент времени магнитный момент статора направлен вправо и вращается против часовой стрелки с угловой скоростью

$\omega_c = 50 \text{ об/с} = 100\pi \text{ рад/с}$. Это возможно, например, при $\delta_{\phi 1-2} = 1 \text{ А/мм}^2$, $\delta_{1\phi 1} = 0$, $\delta_{\phi 2} = 0$, $\delta_{1\phi 2} = 100\pi \text{ А·мм}^{-2}\cdot\text{с}^{-1}$, где $\delta_{\phi 1}$ – плотность тока в первой фазе; $\delta_{1\phi 1}$ – первая производная по времени плотности тока в первой фазе; $\delta_{\phi 2}$, $\delta_{1\phi 2}$ – соответствующие величины во второй фазе. Такое задание фазовых переменных соответствует синусоидальным токам статора с частотой ω_c и отставанию тока второй фазы от тока первой фазы на угол 90° . П-Ф методом рассчитаны зависимости электромагнитного момента и фазных ЭДС от угловой скорости вращения ротора и представлены в табл.2.

Авторами проведён ещё целый ряд вычислительных экспериментов с новыми пространственно-фазовыми моделями: получены картины магнитного и электрического полей при разных угловых скоростях ротора, на них отчетливо виден механизм формирования вращающего или тормозного электромагнитного момента. Исследована синхронная машина, ротор которой выполнен из цилиндрического постоянного магнита. Рассчитаны угловые характеристики момента (рис.2) и ЭДС в обмотках статора при различных режимах работы. Рассчитаны формы кривых напряжения на выходе двухроторного синхронного генератора с постоянными магнитами при различных режимах нагрузки. Сравнение этих кривых с экспериментальными

Таблица 1

ω , рад/с	0	1	10	100	1000
M_m , Н·м	$3,091e^{-4}$	-0,34985	-3,5013	-35,016	-350,18

Таблица 2

n , об/с	0	25	50	100	150
ω , рад/с	0	157,08	314,16	628,32	942,48
M_m , Н·м	107,460	52,425	-2,5501	-112,560	-222,570
e_1 , мкВ/мм	$1,3562e^{-4}$	-62,315	-124,630	-249,260	-373,890
e_2 , мкВ/мм	-103,88	-103,88	-103,88	-103,88	-103,88
n , об/с	75	-25	-50	125	40
ω , рад/с	471,24	-157,08	-314,16	785,40	251,33
M_m , Н·м	-57,553	162,45	217,45	-167,56	19,45
e_1 , мкВ/мм	-186,96	62,315	124,63	-311,60	-99,72
e_2 , мкВ/мм	-103,88	-103,88	-103,88	-103,88	-103,88

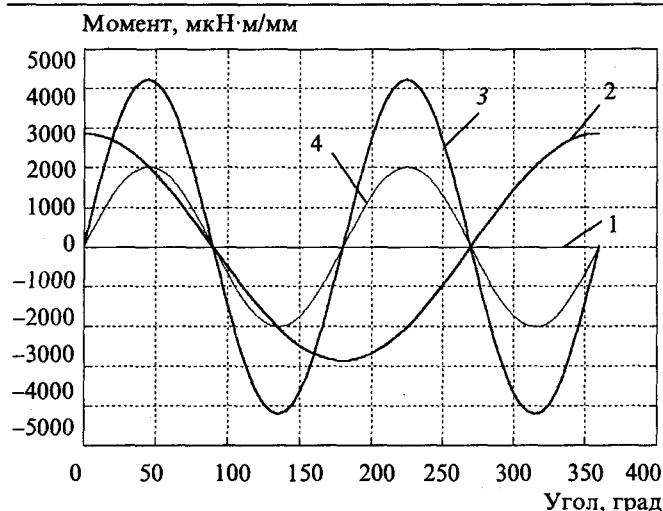


Рис.2. Угловые характеристики момента на единицу длины ротора в синхронной машине с постоянным магнитом:

1 – ротор – цилиндрический постоянный магнит на основе феррита стронция, намагниченный до $B_r = 0,3$ Тл, ток в фазах статора равен нулю; 2 – ротор тот же, плотность тока во второй фазе статора 1 А/мм^2 , магнитный момент направлен вверх; 3 – ротор тот же, обмотки второй фазы статора нет, а вместо неё в зонах 2 и 3 расположены зубцы магнитопровода статора; 4 – то же, что и 3, но зубец магнитопровода статора находится только в зоне 3

ми показало хорошее совпадение. Рассчитан для синхронной машины баланс электромагнитных мощностей на пространственно-распределённом уровне, расхождение составило не более 0,02%. Из-за ограниченного объёма статьи здесь эти данные не показаны.

Выполненные авторами теоретические разработки по П-Ф методам теории ЭМП и проведённое вычислительное моделирование, позволяют достоверно смоделировать реальные электромагнитные процессы в синхронных генераторах электростанций и в аналогичных машинах. Такая точная и обширная информация об

эксплуатационных характеристиках синхронных машин (СМ) позволит оптимизировать конструкции этих машин, строить эффективные и надёжные САУ для таких машин и обеспечить оптимальное согласование этих СМ с питающей сетью, если они работают в двигательном режиме в составе электроприводов. Представленные здесь методы и модели можно применять для любых бесколлекторных электрических машин (в том числе и с постоянными магнитами), работающих в составе электроприводов и мехатронных модулей.

Список литературы

1. Шмелёв В.Е., Сбитнев С.А. Двумерная пространственно-фазовая модель электромагнитных процессов в машинах с постоянными магнитами // *Электротехника*. 1999. № 10. С.38–41.
2. Шмелёв В.Е., Сбитнев С.А. Математическая основа конечноэлементных пространственно-фазовых методов анализа электромагнитных полей в электромагнитных устройствах // *Электротехника*. 2000. № 8. С.13–16.
3. Сбитнев С.А., Шмелёв В.Е. Физико-математическое моделирование силовых взаимодействий в электромагнитных устройствах с постоянными магнитами // Тез. докл. X Всес. конф. по постоянным магнитам. Суздаль, 1991.

Шмелёв Вячеслав Евгеньевич – доцент кафедры электротехники и электроэнергетики Владимирского ГУ. Окончил приборостроительный факультет Владимирского политехнического института в 1983 г. В 1994 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме: "Разработка методов физико-математического моделирования электромагнитных полей в пассивных устройствах обеспечения электромагнитной совместимости электронной аппаратуры" в МЭИ.

Сбитнев Станислав Александрович – заведующий кафедрой электротехники и электроэнергетики Владимирского ГУ, проф. Окончил факультет автоматики и вычислительной техники Московского лесотехнического института в 1965 г. В 1993 г. защитил докторскую диссертацию по теме: "Расчёт электромагнитных полей в поляризованных средах, разработка теории силовых взаимодействий в электромагнитных полях и построение основ теории магнитного векторного гистерезиса" в МЭИ.

Информационно-измерительная система для испытания постоянных магнитов

ГОРБАТЕНКО Н.И., ЛАНКИН М.В.

Описана информационно-измерительная система для измерения квазистатистических характеристик образцов постоянных магнитов в автоматическом режиме с помощью адаптивного алгоритма.

Разработана информационно-измерительная система (ИИС) для испытания образцов из магнитотвердых материалов (МТМ). В ИИС использован электромагнит установки У5056, выпускавшейся НПО "Точэлектроприбор".

ИИС состоит из электромагнита установки У5056, дополнительно оснащённого управляемым источником тока (УИТ), преобразователем индукции (ПИ) и преобразователем напряженности (ПН); блока усилителей БУ, который содержит стабилизированный источник питания (ИП) датчика Холла ПН и усилителей каналов измерения индукции и напряженности УИ и УН; интерфейсной платы L-761, в которую входят коммутатор (К), аналого-цифровой (АЦП) и цифро-аналоговый (ЦАП) преобразователи; персонального IBM-совместимого компьютера типа (РС IBM).

Питание электромагнита осуществляется от управляемого источника тока [1], построенного на основе широтно-импульсной модуляции (ШИМ), обеспечивающего ток в нагрузке до 20 А. Использование ШИМ с несущей частотой 10 кГц позволяет обеспечить низкие пульсации тока (менее 3%) и высокий КПД (91%). Управление процессом перемагничивания и ввод измерительной информации о напряженности магнитного поля и скорости изменения магнитной индукции в постоянном магните (ПМ) осуществ-

ляется при помощи платы АЦП/ЦАП на шину PCI L-761 производства ЗАО "Л-Кард". Данная плата является быстродействующим (максимальная частота работы 14-ти битного АЦП 125 кГц) и надежным (аналоговая часть платы имеет гальваническую развязку до 500 В с цифровой частью и с цепями персонального компьютера) устройством для ввода, вывода и обработки аналоговой и цифровой информации. Интерфейс PCI обеспечивает высокую скорость обмена данными с программой пользователя.

В ИИС реализован натурно-модельный метод определения магнитных свойств МТМ [2] и адаптивный алгоритм управления размагничивающим полем, позволяющий при заданном количестве точек на кривой размагничивания (КР) получить минимальную погрешность аппроксимации [3].

Адаптивный алгоритм управления размагничивающим полем, позволяет оптимально выбирать значения приращения изменения напряженности ΔH перемагничивающего внешнего поля. Определение ΔH производится путем расчёта по одному из четырёх полиномов, аппроксимирующих типовые нормированные КР.

Для получения типовых нормированных КР использованы 49 КР МТМ из ГОСТ [4–6] и справочника [7].

Нормирование КР МТМ заключалось в том, что значения остаточной индукции B_r и коэрцитивной силы H_{co} принимались за условные единицы, а координаты промежуточных точек (H_i, B_i) выражались как доли этих единиц, т.е.

$$h_i = \frac{H_i}{H_{co}}; \quad b_i = \frac{B_i}{B_r}.$$

Для каждой КР рассчитан коэффициент V , характеризующий выпуклость кривых размагничивания.

Для определения коэффициента V использовано выражение, аналогичное показателю изменчивости, применяемому в геологии [8]:

$$V = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{i=1}^n \sqrt{\Delta h_i^2 + \Delta b_i^2} - 1,$$

где n – количество отрезков, на которые разби-

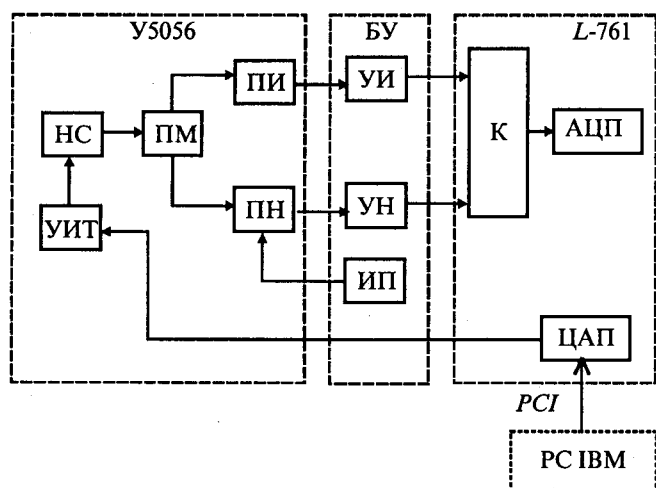


Рис.1. Структурная схема ИИС

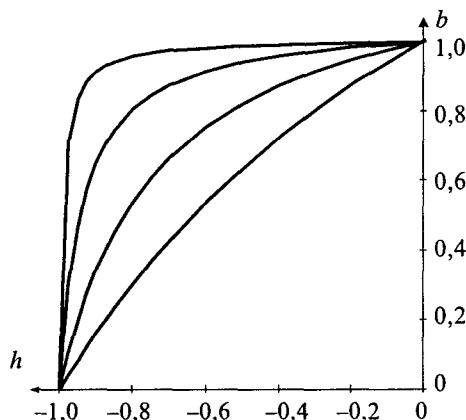


Рис.2. Типовые нормированные КР

вается КР; Δh_i , Δb_i — приращения нормированных напряженности и индукции на этих отрезках.

По значениям коэффициента V все КР были разделены на четыре группы. Для разбиения на группы использован итеративный метод кластерного анализа [9] — метод k -средних.

В каждой из четырех групп произведено усреднение по следующему алгоритму. Для нормированных значений индукции b_i (от 0 до 1, с шагом 0,1) определялись средние значения нормированных напряженностей h_i по формуле

$$\hat{h}_i = \frac{\sum_{j=1}^k h_i^j}{k}, \quad i=1..10,$$

где k — количество нормированных КР, принадлежащих одному классу; i — номер точки на КР; h_i^j — значение нормированной напряженности для j -й КР при i -й индукции.

На рис.2 представлены полученные типовые нормированные КР.

К достоинствам метода адаптивного непрерывно-ступенчатого перемагничивания следует отнести: минимальное число измеряемых точек при заданной погрешности аппроксимации КР; снижение времени измерения и энергозатрат.

Особенностью натурно-модельного метода определения магнитных свойств материала является то, что результаты измерений используются как в качестве исходных данных для решения обратной задачи расчёта магнитного поля системы, в которой испытывается ПМ, так и для проверки правильности решения данной задачи. Рассмотрим алгоритм метода (рис.3).

Характеристика испытуемого ПМ $B(H)_3$ определяется экспериментально (на рис.3 изображены отрезки КР) с помощью измерительных преобразователей ПИ и ПН и принимается в ка-

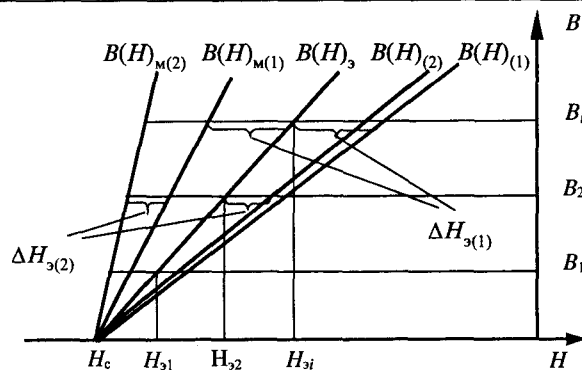


Рис.3. К пояснению алгоритма натурно-модельного метода

честве начального приближения искомой характеристики МТМ, из которого изготовлен ПМ. Далее производится расчёт значений магнитной индукции и напряженности магнитного поля в областях расположения измерительных преобразователей ПИ и ПН при различных значениях напряженности размагничивающего поля, т.е. рассчитываются координаты точек КР характеристики $B(H)_{(1)}$. Сравнивая характеристики $B(H)_3$ и $B(H)_{(1)}$ для фиксированных значений B_j определяют $\Delta H_{3(1)} = H_{j(1)} - H_{3j}$. Если $\Delta H_{3(1)} > \varepsilon$, где ε на порядок меньше погрешности измерения H , строится кривая $B(H)_{m(1)}$ — первое приближение искомой кривой материала. Причём для фиксированных значений $B_{mj(1)}$ напряженность $H_{mj(1)} = H_{3j} - \Delta H_{3(1)}$. Далее, используя в качестве характеристики материала испытуемого образца кривую $B(H)_{m(1)}$, вновь рассчитываются координаты искомой характеристики, получают кривую $B(H)_{(2)}$, сравнивают её с $B(H)_3$ и так до тех пор, пока при использовании в качестве характеристики материала кривой $B(H)_{m(i)}$, соответствующая расчётная кривая $B(H)_{(i+1)}$ не совпадет с заданной погрешностью с экспериментальной характеристикой $B(H)_3$. Тогда характеристика $B(H)_{m(i)}$ и является искомой характеристикой материала ПМ. Доказана сходимость итерационного процесса определения искомой магнитной характеристики материала изделия, даны рекомендации по выполнению экспериментальных исследований.

Для расчёта магнитного состояния испытуемых ПМ применяются метод конечных элементов и комбинированный метод [10], включающий метод магнитных цепей для определения индукции в центральном сечении изделия и метод граничных элементов для вычисления напряженности магнитного поля на фиксированном расстоянии от его поверхности.

Методика измерения магнитных параметров материала с использованием метода конечных элементов состоит из 2 этапов.

1. Настройка компьютерной модели магнитного поля (КММП): задание геометрических размеров магнитной системы; задание магнитных характеристик известного материала образца; задание параметров источников внешнего магнитного поля и граничных условий; задание условий для вычисления параметров магнитного поля (точности формирования элемента сетки, погрешности одной итерации, числа итераций, погрешности расчёта); вычисление индукции B в центральном сечении испытуемого образца и тангенциальной составляющей напряженности магнитного поля H на фиксированном расстоянии от поверхности образца (значения индукции и напряженности вычисляются при разных значениях внешнего магнитного поля, обеспечивающего определение B от 0 до B_{\max} и H от 0 до H_{\max} , полученная характеристика принимается за экспериментальную $B(H)_3$); выполнение описанного выше алгоритма определения $B(H)$ материала образца пока при использовании в качестве характеристики материала кривой $B(H)_{(n-1)}$ расчётная кривая $B(H)_{(n)}$ не совпадет с заданной погрешностью с экспериментальной характеристикой $B(H)_3$, т.е. $\Delta H_{i(n)} < \varepsilon$, где ε – погрешность расчёта КММП. Если $B(H)_{(n)}$ и $B(H)_3$ не совпадают с заданной погрешностью ε , то необходимо повысить точность компьютерной модели, уменьшив, например, шаг разбиения сетки. Если погрешность ε достигнута, то КММП готова к применению.

2. Определение магнитных параметров материала испытуемого ПМ: измерение индукции B в центральном сечении испытуемого образца и тангенциальной составляющей напряженности магнитного поля H на фиксированном расстоянии от поверхности образца; расчёт характеристики $B(H)$ материала испытуемого образца с помощью КММП – выполняется итерационный процесс, описанный выше. КММП выполнена на основе программы "Maxwell 2D", реализующей метод конечных элементов в плоскопараллельных и плоскомеридианных магнитных полях.

Комбинированный метод включает метод магнитных цепей для расчёта магнитной индукции в центральном сечении ПМ и метод граничных элементов для вычисления напряженности магнитного поля ПМ.

Особенностью разработанного комбинированного метода является использование в каче-

стве основы для расчётов полученной в результате измерений характеристики $B(H)_3$.

Разработаны алгоритмы настройки моделей и их применения для измерения магнитных характеристик и параметров изделий; даны оценки погрешностей моделирования различными методами.

Разработано программное обеспечение на основе [3], при помощи которого производится управление работой ИИС с персонального компьютера.

Интерфейс программы и состоит из двух вкладок: программа перемагничивания и процесс измерения.

Вкладка "Программа перемагничивания" предназначена для формирования программы измерений. Предусмотрено несколько видов таких программ: магнитная подготовка образца ПМ, определение остаточной индукции и индукции насыщения B_r и B_m , определение ожидаемой коэрцитивной силы H_{co} , автоматический режим измерения статической КР образца ПМ начиная с точки B_m (1 и 2 квадрант), автоматический режим измерения статической КР образца ПМ начиная с точки B_r (2 квадрант) и ручной режим измерения. Для удобной графической визуализации, закладываемой серии, каждая программа изображается своим цветом.

Вкладка "Процесс измерения" предназначена непосредственно для измерения по выбранной ранее программе.

В этом окне перед процессом измерения вводятся данные о максимальном токе перемагничивания, количестве витков измерительной индукционной катушки, площади поперечного сечения образца ПМ и количестве точек на КР, которые необходимо измерить. После ввода этих данных и нажатия кнопки "Пуск", система начинает выполнять измерения согласно выбранной программе. Причем пользователь в реальном времени наблюдает, какая часть программы выполняется.

Полный процесс измерения, начиная с магнитной подготовки, определения параметров КР в 1 и 2 квадрантах занимает около 20 с при 10 точках измерения. После измерений появляется файл с измеренными значениями. После измерения формируется файл с результатами измерений. Для визуализации измерений разработана программа на базе MS Excel. Результат работы этой программы показан на рис.4.

ИИС прошла проверку на аттестованных образцах и обеспечивает измерение координат то-

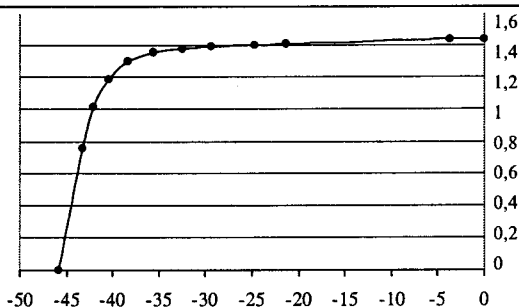


Рис.4. Окно программы обработки результатов измерений

чек кривой размагничивания с погрешностью не хуже $\pm 3\%$.

Список литературы

1. Ланкин М.В., Соломенцев К.Ю., Валах Е.А. Управляемый источник тока // Теория, методы и средства измерения, контроля и диагностики: Материалы III междунар. науч.-практич. конф. Новочеркасск: ООО НПО "ТЕМП", 2002. Ч. 1. С.31–35.
2. Пат.19944779А1 ФРГ МКИ G01N27/72. Способ определения магнитных свойств образцов и устройство для его реализации / Горбатенко Н.И., Бахвалов Ю.А., Ланкин М.В. и др. // Открытия. Изобретения. 2001.
3. Ланкин М.В., Пжилуский А.А. Адаптивное управление размагничивающим магнитным полем для определения параметров МТМ // Интеллектуальные электромеха-

нические устройства, системы и комплексы: Материалы II междунар. науч.-практич. конф. Новочеркасск: ООО НПО "ТЕМП", 2001. Ч. 2. С.6–22.

4. ГОСТ 17809-72. Материалы магнитотвердые литые. Марки и технические требования. М.: Изд-во стандартов, 1972.

5. ГОСТ 21559-76. Материалы магнитотвердые спеченные. Марки, технические требования и методы контроля. М.: Изд-во стандартов, 1976.

6. ГОСТ 24897-81. Материалы магнитотвердые деформируемые. Марки и технические требования. М.: Изд-во стандартов, 1981.

7. Постоянные магниты: Справочник/ Под ред. Ю.М. Пятина. М.: Энергия, 1971.

8. Калинин В.М., Стенин Н.И., Тупикин И.И., Ушаков И.Н. Геометрия недр (горная геометрия). Новочеркасск: НОК, 2000.

9. Сошников Л.А., Тамашевич В.Н., Уебе Г., Шефер М. Многомерный статистический анализ в экономике. М.: ЮНИТИ – ДАНА, 1999.

10. Горбатенко Н.И., Гречихин В.В. Комбинированный метод магнитных цепей и граничных элементов для определения магнитных характеристик материалов изделий // Изв. вузов. Электромеханика. 2000. № 1. С.15–20.

Горбатенко Николай Иванович – заведующий кафедрой ИИМТ Южно-Российского ГТУ (НПИ), доктор техн. наук, проф.

Ланкин Михаил Владимирович – доцент кафедры ИИМТ Южно-Российского ГТ (НПИ), канд. техн. наук.

ЭЛЕКТРОПОДВИЖНЫЙ СОСТАВ

Выбор рациональных параметров фильтров ЭПС постоянного тока с асинхронными тяговыми двигателями

СОРИН Л.Н.

Приведены рекомендации по минимизации массогабаритных показателей пассивных фильтров. Показана недостаточность применения пассивных фильтров для обеспечения необходимой электромагнитной совместимости. Обоснован способ управления активным фильтром из условия обеспечения необходимого затухания помехи. Показано, что применение гибридных фильтров уменьшает массогабаритные показатели входных фильтров, однако приводит к увеличению пульсаций напряжения на конденсаторах фильтра. Приведены методика расчета пульсаций напряжения на конденсаторах фильтра при широтно-импульсном регулировании напряжения на асинхронных тяговых двигателях и рекомендации по выбору рациональных резонансной частоты фильтра и несущей частоты преобразователя.

Современный электроподвижной состав (ЭПС) представляет сложную электроэнергетическую систему, насыщенную различного рода преобразователя-

The article gives the recommendations for minimization of weight and dimensions of passive filters. The article shows the insufficient utilization of passive filters to provide necessary electromagnetic compatibility. The control method for an active filter is given proof provided that the necessary interference attenuation is provided for. It shows that utilization of hybrid filters decreases the weight and dimensions of input filters, but increases the voltage pulsation on the filter capacitors. It gives the calculation method for the voltage pulsation on the filter capacitors with voltage pulse-width control at asynchronous traction motors and recommendations for choosing the rational resonance frequency of the filter and of the carrier frequency of the converter.

ми электроэнергии с нелинейными характеристиками, которые принято называть нелинейными потребителями. Наличие этих преобразователей, выпол-

ненных, как правило, на ключевых полупроводниковых приборах с частотами коммутации от единиц до сотен герц, искажает входной ток, что усложняет проблему обеспечения качества электроэнергии тяговой сети [1]. В этой связи в ряде стран установлены жесткие требования к гармоническому составу токов и коэффициенту мощности нелинейных потребителей. Поэтому решение вопроса фильтрации высших гармонических в тяговой сети является одним из основных, определяя допустимость применения ЭПС с полупроводниковыми преобразователями.

Традиционными техническими средствами фильтрации высших гармоник являются пассивные однозвенные резонансные фильтры, выполненные на основе конденсаторов и реакторов и установленные на входе тяговых силовых преобразователей. Исследование совместной работы входного фильтра и тягового преобразователя, выполненного по типу автономного инвертора напряжения (АИН), показало, что в спектрах тягового тока содержатся гармоники с частотами, кратными несущей частоте преобразователя, частоте питающего напряжения двигателя, и с комбинационными частотами [2]. При этом высокочастотные составляющие спектра входного тока подавляются входным пассивным LC-фильтром. Гармоники же тока в дросселе и напряжения на конденсаторе фильтра низкого и среднего частотного диапазона, составляющие единицы и доли ампер и вольт, соответственно, проникают в контактную сеть.

Например результаты исследования гармонического анализа сетевого тока ЭПС, оборудованного асинхронными тяговыми двигателями (АТД): электровоза ЭП10-001 при питании от сети постоянного тока и электропоезда ЭД6 в режиме тяги, показали, что в отдельных переходных режимах в тяговом токе возникают гармонические составляющие на частотах 25 и 50 Гц. Амплитуды и длительность их значительно выше допустимых, что может привести к сбою работы аппаратуры рельсовых цепей. В стационарных режимах они не обнаружены, т.е. применение пассивного фильтра, выбранного согласно классическим методикам, в нестационарных режимах не обеспечивает подавление гармонических составляющих в тяговом токе до требуемых уровней. Теоретически возможно создание пассивного фильтра, подавляющего гармоники низкого и среднего диапазона, однако он будет иметь очень большие массогабаритные показатели, не позволяющие устанавливать его на ЭПС. В связи с этим, для обеспечения электромагнитной совместимости электроподвижного состава постоянного тока, имеющего статические преобразователи частоты и числа фаз, исследована целесообразность применения дополнительно к пассивному фильтру активного фильтра, т.е. гибридного фильтра.

В настоящее время в Российской Федерации отсутствуют утвержденные государственные нормы на допустимые уровни спектральных составляющих тягового тока и их длительность, поэтому следует ориентироваться на временные нормативы, согласован-

ные между заказчиком и разработчиком ЭПС для линий электрической тяги постоянного и переменного тока. Согласно этим нормативам наиболее опасным является диапазон частот 25 ± 4 Гц. В этом диапазоне работают устройства сигнализации, централизации и блокировки (СЦБ) на станциях и перегонах, использующих для своей работы рельсовые цепи, по которым протекают тяговые токи. Амплитуда тока спектральных составляющих (амплитуда помех входного тока) не должна превышать 1 А.

Параметры пассивных однозвенных фильтров выбираются из условия

$$f_{\text{рез.ф}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{ф}}C_{\text{ф}}}} < f_{\text{гран}}, \quad (1)$$

где $f_{\text{рез.ф}}$ – резонансная частота фильтра; $f_{\text{гран}}$ – граничная резонансная частота опасного диапазона частот (в данном случае 21 Гц); $L_{\text{ф}}$, $C_{\text{ф}}$ – индуктивность и ёмкость фильтра.

Основным критерием при оптимизации параметров фильтров с заданной пульсацией входного тока являются массогабаритные показатели. Минимизировать массогабаритные показатели пассивного фильтра можно варьированием параметров L и C при соблюдении условия $\sqrt{LC} = \text{const}$.

По данным расчётов массы пассивных фильтров $m_{\text{ф}}$ для разных резонансных частот с помощью специальной программы "Table curve" построены зависимости относительных значений массы фильтров $m_{\text{ф}*}$ от значения индуктивности. В качестве примера на рис.1 приведена зависимость $m_{\text{ф}*} = f(L_{\text{ф}})$ для фильтра четырёхосного промышленного электровоза постоянного тока 1,5 кВ мощностью 1400 кВт с АТД. Резонансная частота 21 Гц, $LC = 50 \cdot 10^{-12}$ [3].

Из рис.1 видно, что зависимость имеет явно выраженный минимум показателей массы при отношении $(C/L) \approx 2$. Аналогичный характер имеют зависимости $m_{\text{ф}*} = f(L_{\text{ф}})$ и для других резонансных частот. Минимум массы в диапазоне $C/L = 2 \div 3$.

Для того, чтобы оценить целесообразность применения активных средств фильтрации и обосновать рекомендации по выбору структуры управления и параметров элементов активного фильтра, необходимо определить суммарные массогабаритные показате-

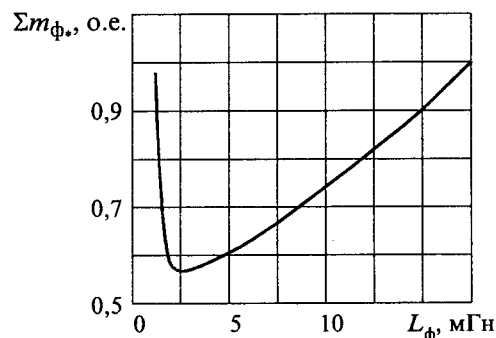


Рис.1. Зависимость $m_{\text{ф}*} = f(L_{\text{ф}})$ для резонансной частоты 21 Гц

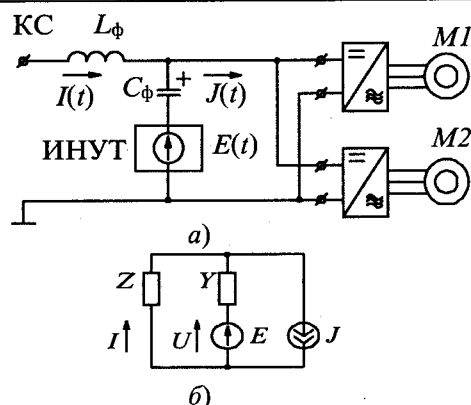


Рис.2. Схема тягового привода с активным фильтром: а – электрическая принципиальная схема; б – расчётная схема; КС – контактная сеть; C_ϕ , L_ϕ – ёмкость и индуктивность пассивного фильтра; $M1$, $M2$ – асинхронные тяговые двигатели

тели гибридных фильтров, определить амплитуды спектральных составляющих тока.

На рис.2,а представлен один из возможных вариантов схемы тягового привода с применением активного фильтра. От схемы с пассивным фильтром она отличается тем, что в цепь конденсатора включен активный фильтр – источник напряжения, управляемый током (ИНУТ) [4,5].

При выборе методики исследования активных фильтров необходимо учитывать широкий частотный спектр высших гармонических, присутствующих во входном токе и напряжении на конденсаторах фильтра. Моделирование электромагнитных процессов на ПЭВМ в этих условиях затрудняется большим объёмом вычислений и неприемлемыми затратами машинного времени. Поэтому для анализа использованы передаточные характеристики входного фильтра. Соответствующая расчётная схема фильтра приведена на рис.2,б. Она содержит операторное сопротивление Z и проводимость Y пассивных элементов фильтра, а также операторные образы J и E источников тока $j(t)$, заменяющие тяговый преобразователь с АТД, и ЭДС $e(t)$, заменяющую ИНУТ.

Особенностью данной расчётной схемы является отсутствие источника энергии, представляющего контактную сеть постоянного тока. Поэтому единственным возмущением в расчётной схеме служит источник тока J , потребляемого преобразователем. В качестве реакции на это возмущение принят входной ток I и напряжение на выходе U пассивного фильтра. При этом источник ЭДС E (ИНУТ) предназначен для корректировки реакции фильтра на упомянутое возмущение, т.е. он корректирует форму входного тока за счёт изменения формы напряжения на фильтре.

Анализ расчётной схемы позволяет установить следующую зависимость тока I и напряжения U от источника тока J и источника ЭДС E [4,5]:

$$I = \frac{J - YE}{1 + ZY}; \quad U = ZI, \quad (2)$$

где $Z = r + pL$; $Y = g + pC$, причём p – оператор Лапласа; r и L – сопротивление и индуктивность дросселя L_ϕ ; g и C – проводимость и ёмкость конденсатора C_ϕ .

Приведённые соотношения могут быть использованы как для анализа переходных процессов в фильтре, так и для расчёта его частотных характеристик при замене оператора Лапласа p в этих соотношениях комплексной составляющей частоты $j\omega$.

В качестве базового варианта рассмотрен пассивный однозвенный LC-фильтр. Его передаточные функции получаются из соотношений (2) при условии $E = 0$:

$$I_0 = \frac{1}{1 + ZY}; \quad U_0 = ZI_0. \quad (3)$$

Частотные характеристики фильтров определены при следующих параметрах элементов фильтра: $L = 1 \div 20$ мГн; $g = 0$; $C = 1 \div 50$ мФ; r определяется значением индуктивности. Кроме того, в целях упрощения от угловой частоты ω источника тока, измеряемой в радианах на секунду, перейдём к относительной частоте $x = \omega/1000$ (рад/мс), а амплитуду возмущающего воздействия (амплитуду помехи) источника тока примем равной 1 А. При этом амплитуда помехи входного тока определяется по зависимостям, полученным расчётным путем для различных типов фильтров. При изменении амплитуды источника тока $j(t)$ в k раз амплитуда гармоник входного тока также будет изменяться, соответственно, в k раз.

На рис.3 приведены результаты расчёта пассивного однозвенного фильтра с параметрами $L = 5,1$ мГн, $C = 10$ мФ, $f_{\text{рез.ф}} \sim 21$ Гц с отношением $C/L \approx 2$ привода электровазона НПМ2 по формулам (3). Для определения частоты по этому и дальнейшим графикам необходимо значения по оси x умножить на коэффициент приведения $K_{\text{пр}} = 1000/2\pi = 159,2$. Амплитуда помехи входного тока на данной частоте равна примерно 47 А, а в полосе пропускания фильтра около 1 А. Максимальная амплитуда помехи напряжения на данной частоте примерно 33 В, т.е. пассивный

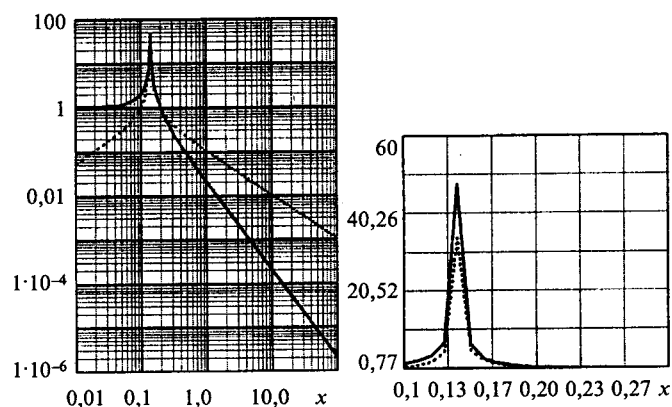


Рис.3. Зависимости $I_0(x)$, $U_0(x)$ для пассивного фильтра: — — $I_0(x)$; — $U_0(x)$

фильтр не может подавлять гармоники входного тока с частотами 20–30 Гц.

Варианты исполнения активного фильтра различаются характером управляющего воздействия. Возможно управление по возмущению и по реакции, которые оказывают различное воздействие на амплитуды помех.

Первоначально рассмотрим активный фильтр с управлением по возмущению, в котором ЭДС E зависит от значения источника тока J . Наиболее предпочтительной для этого фильтра является зависимость $E = J(1/y)$, которая обеспечивает полное подавление гармоник тока и напряжения. Однако реализация этой зависимости требует идеального интегратора, так как проводимость конденсатора фильтра g пренебрежительно мала. Более реальной представляется зависимость, соответствующая передаточной функции инерционного звена:

$$E_1 = \frac{R}{1 + pT} J, \quad (4)$$

где $T = RC$ – постоянная времени.

Такое звено ведет себя как интегратор при условии $\omega T \gg 1$. Поэтому постоянная времени T может быть выбрана, исходя из требуемой полосы частот интегрирования, а сопротивление R вычисляется по известному C и выбранному T . Подставляя выражение (4) в исходное соотношение (2), получаем:

$$I_1 = \frac{1}{1 + pT} I_0; \quad U_1 = \frac{1}{1 + pT} U_0. \quad (5)$$

Приведенные формулы позволяют заключить, что в рассматриваемом варианте активного фильтра (при выполнении условия $\omega T \gg 1$) амплитуды входного тока и выходного напряжения уменьшаются по сравнению с пассивным фильтром в ωT раз. На рис.4 приведены результаты расчёта I_1 и U_1 по формулам (5).

Как видно из сравнения рис.3 и 4, введение активного элемента ИНУТ в однозвенный входной фильтр не изменило его резонансную частоту. Однако коэффициенты передачи тока и напряжения в диапазоне частот от 0 до резонансной частоты значи-

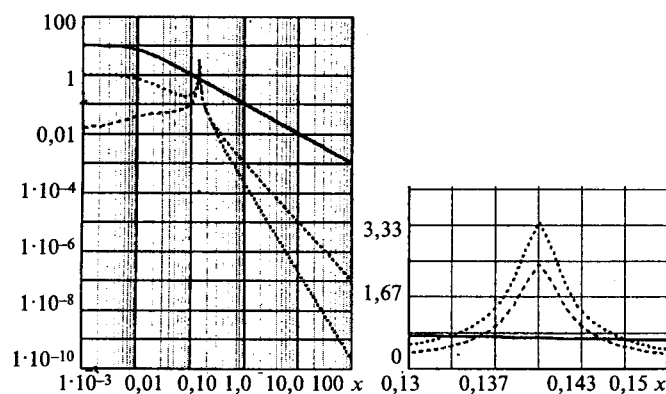


Рис.4. Зависимости $I_1(t)$, $U_1(t)$, $E_1(t)$ для активного фильтра с управлением по возмущению:

— — $|E_1(x)|$; — $|I_1(x)|$; --- — $|U_1(x)|$

тельно ниже. Для указанных выше параметров фильтра максимальная амплитуда помехи тока составляет 3,3 А, в полосе пропускания 0–18 Гц менее 1 А. Максимальная амплитуда помехи напряжения равна 2,5 В. Преимущества данного варианта фильтра наблюдаются во всём диапазоне частот, и чем выше частота, тем выше его эффективность.

Вариант фильтра с управлением по реакции предполагает использование тока входного дросселя в качестве управляющего сигнала для ИНУТ, т.е. $E = KI$. В этих условиях входной ток I и выходное напряжение U связаны с возмущающим током J следующими зависимостями:

$$I_2 = \frac{J}{1 + ZY + YK}; \quad U_2 = ZI. \quad (6)$$

Анализ приведенных формул показывает, что идеальной для данного варианта является следующая передаточная функция:

$$K = k \left(Z + \frac{1}{Y} \right), \quad (7)$$

где k – вещественный коэффициент усиления.

Подставляя передаточную функцию (7) в (6), находим:

$$I_2 = \frac{1}{1 + k} I_0; \quad U_2 = \frac{1}{1 + k} U_0; \quad E_2 = \frac{1}{1 + k} \frac{J}{Y}. \quad (8)$$

Таким образом, в рассматриваемом варианте активного фильтра гармоники входного тока и выходного напряжения уменьшаются по сравнению с пассивным фильтром в $(1+k)$ раз во всем диапазоне частот практически при той же зависимости амплитуды ЭДС от частоты. Однако реализация системы управления с передаточной функцией (7) затрудняется отсутствием идеальных дифференциаторов ($Z = pT$) и интегратора ($Y = pC$). Более приемлемой представляется передаточная функция

$$K = kR \left(\frac{p\tau}{1 + p\tau} + \frac{1}{1 + pT} \right), \quad (9)$$

где $\tau = L/R$ и T/C – постоянные времени реальных дифференцирующих и интегрирующих звеньев.

Однако реализация системы управления с данной передаточной функцией требует подбора вещественного коэффициента k .

Частотные характеристики с данной передаточной функцией вычисляются по формулам

$$I_2 = \frac{I_1}{1 + ZY + YK_2}; \quad U_2 = ZI_2; \quad E_2 = K_2 I_2. \quad (10)$$

Примеры результатов расчёта для $T = 0,1$ с; $L_\phi = 5,1$ мГн; $C_\phi = 10$ мФ приведены на рис.5, из которого видно, что максимальные амплитуды помех тока и напряжения ниже, чем в фильтре с управлением по возмущению. Этот вариант предпочтительнее для малых значений C_ϕ и больших значений L_ϕ .

Анализ различных вариантов исполнения входного фильтра проведен без учёта постоянной составля-

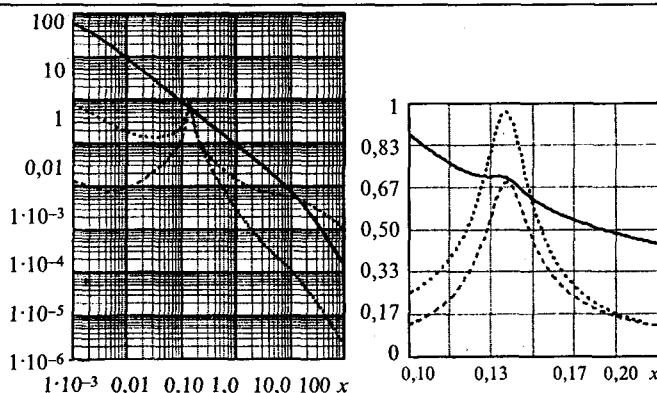


Рис.5. Зависимости $I_2(t)$, $U_2(t)$, $E_2(t)$ для активного фильтра с управлением по реакции:

— — $|E_2(x)|$; — $|I_2(x)|$; --- — $|U_2(x)|$

ющей, присутствующей в спектре управляющего тока фильтра.

Сравнение характеристик активных фильтров с учётом и без учёта постоянной составляющей [4] показало, что учёт последней не изменяет общего характера частотных зависимостей во всем диапазоне частот и слабо влияет на амплитуду помех.

Сравнительный анализ зависимостей $I(t)$, $U(t)$, $E(t)$ для активных фильтров с управлением по возмущению и по реакции показал следующее:

- в диапазоне частот 1–15 Гц активный фильтр с управлением по реакции оказывает более эффективное воздействие на затухание амплитуд тока и напряжения; в диапазоне частот 15–45 Гц и выше оба фильтра оказывают примерно одинаковое воздействие на затухание амплитуд тока и напряжения, в области резонансных частот более эффективен фильтр с управлением по реакции;

- амплитуда дополнительного воздействия для корректировки реакции фильтра (E) с управлением по возмущению в области низких частот в десятки раз ниже, чем в фильтре с управлением по реакции; для резонансной частоты свыше 100 Гц в фильтре с управлением по реакции она может достигать 1000 В.

Большое значение имеет масса и объём оборудования, используемого на тяговой единице. Поэтому

была сделана оценка этих показателей для наиболее часто применяемого варианта реализации схемы, приведенной на рис.6 при следующих исходных данных: напряжение дополнительной ёмкости фильтра C_3 , включенной последовательно с ёмкостью пассивного фильтра, при управлении по возмущению $U_{ф.в} = 100$ В; при управлении по реакции $U_{ф.р} = 1000$ В; входное напряжение 1500 В (электровоз НРМ 2).

Массогабаритные и стоимостные показатели активных фильтров и их составляющих показаны в табл.1, где в числителе приведены данные для фильтра с управлением по возмущению, а в знаменателе — для фильтра с управлением по реакции. Расчёт параметров C_1 , C_2 , C_3 , L_1 , L_2 , L_3 произведён по известным методикам для лучшей отечественной элементной базы [6].

Из табл.1 видно, что массогабаритные и стоимостные показатели активного фильтра с управлением по возмущению меньше. Учитывая это, а также сложность подбора вещественного коэффициента k при настройке активного фильтра с управлением по реакции, рекомендуется применение в схемах гибридного фильтра активного фильтра с управлением по возмущению.

В табл.2 приведены минимальные массогабаритные и стоимостные показатели активного и пассивного фильтров для трёх рассматриваемых частот. Поскольку активный фильтр для всех частот рассчитывается на один и тот же ток через конденсаторы фильтра C_3 , а напряжение возмущения колеблется в диапазоне 0–100 В массогабаритные и стоимостные показатели активного фильтра с управлением по возмущению приняты одинаковые для всех частот.

Из табл.2 видно, что с увеличением резонансной частоты суммарные массогабаритные и стоимостные характеристики снижаются за счёт уменьшения показателей пассивного фильтра и становятся меньше показателей одного пассивного фильтра, выбранного для резонансной частоты, обеспечивающей наилучшую совместимость с контактной сетью (21 Гц). При этом затухание амплитуд тока и напряжения в диапазоне частот 1–150 Гц (рис.3 и 4) увеличивается в сотни раз и не превышает заданных норм для опасных диапазонов частот.

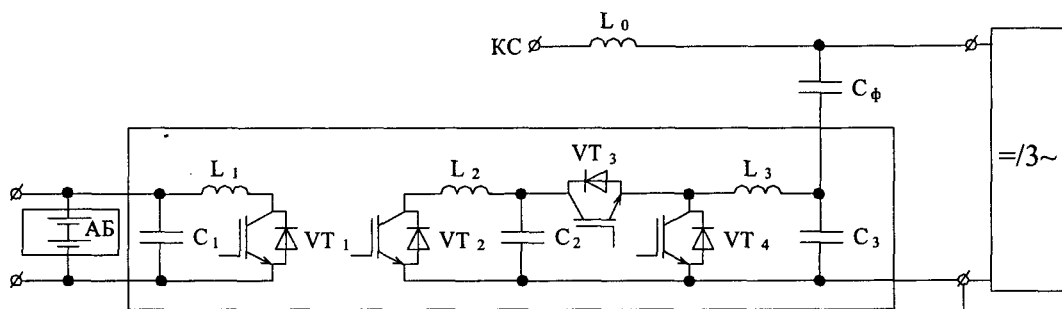


Рис.6. Принципиальная схема активного фильтра:

$L_{ф}$ и $C_{ф}$ — индуктивность и ёмкость пассивного фильтра; АБ — аккумуляторная батарея; L_1 и L_2 — разделительный трансформатор; $VT1-VT4$ — транзисторные модули преобразователя напряжения; C_1 и C_2 — фильтровые ёмкости преобразователя напряжения; C_3 — дополнительная компенсирующая ёмкость активного фильтра

Таблица 1

Параметры элементов активного фильтра электровоза НПСМ2

Параметр	C_3	Трансформатор L_1, L_2	Блоки VT1–VT4	$\Sigma C_1 + C_2$	L_3	Σ
Масса, кг	$\frac{3}{20}$	$\frac{138}{138}$	85	$\frac{11}{20}$	12	$\frac{259}{285}$
Объём, м ³	$\frac{0,002}{0,01}$	$\frac{0,136}{0,136}$	0,086	$\frac{0,009}{0,018}$	0,006	$\frac{0,0238}{0,0255}$
Стоимость, о.е	$\frac{1}{2,33}$	$\frac{1}{1}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{1}$	$\frac{1}{1,635}$

Таблица 2

Суммарные характеристики пассивного и активного фильтров электровоза НПСМ2

Параметр	$f_{рез} = 21 \text{ Гц}$			$f_{рез} = 100 \text{ Гц}$			$f_{рез} = 125 \text{ Гц}$		
	I	II	III	I	II	III	I	II	III
Масса, кг	260	865	1125	260	240	500	260	210	470
Объём, м ³	0,24	0,46	0,70	0,24	0,16	0,40	0,24	0,13	0,37
Стоимость, о.е	0,2	1	1,2	0,2	0,2	0,4	0,2	0,13	0,63

Примечание: I – активный фильтр; II – пассивный фильтр; III – суммарный

Увеличение резонансной частоты сопровождается снижением ёмкости пассивного фильтра, что приводит к увеличению амплитуды пульсации напряжения (амплитуды переменной составляющей) на конденсаторах фильтра [2]. Поэтому при малых значениях ёмкости пульсации напряжения могут превышать допустимое значение для применяемых в схемах преобразователей конденсаторов, что увеличивает их нагрев. В связи с этим возникает задача определения амплитуды пульсаций напряжения на конденсаторах фильтра для различных способов регулирования напряжения на двигателе.

Анализ отечественной и зарубежной научно-технической литературы показал, что рекомендации по определению амплитуды пульсации напряжения на конденсаторах фильтра ΔU_ϕ приводятся для варианта одноимпульсного регулирования напряжения на двигателях [1]. В режимах импульсного регулирования напряжения такие рекомендации отсутствуют.

На стендах ВЭЛНИИ проведены специальные экспериментальные исследования по определению амплитуды пульсации напряжения на конденсаторах фильтра при широтно-импульсном регулировании напряжения на двигателе по прямоугольному (ШИМП) и по синусоидальному (ШИМС) закону. Исследования показали, что при регулировании напряжения на двигателе методом ШИМП, для расчёта амплитуды пульсации напряжения на конденсаторах фильтра можно использовать рекомендации, указанные в [2] при подстановке в формулу (11) несущей частоты ШИМП вместо частоты питающего напряжения двигателя [6]:

$$\Delta U_\phi = \frac{I_{1\phi\max}}{8C_\phi f_{нес}}, \quad (11)$$

где $I_{1\phi\max}$ – амплитуда первой гармонической фазного тока двигателя; $f_{нес}$ – несущая частота ШИМП; C_ϕ – ёмкость пассивного фильтра.

Расхождения с результатами эксперимента при этом не превышают 10%. При регулировании напря-

жения методом ШИМС и расчёте по (11) расхождения превышают 50%, что делает этот метод непригодным для практических расчётов при ШИМС [7].

Известный способ [8] определения амплитуды переменной составляющей напряжения с несинусоидальной формой по значению допустимых потерь конденсаторов фильтра неудобен при проектировании новых устройств электропривода, так как требует знания формы напряжения на конденсаторах, т.е. создания стенда и проведения эксперимента, что не всегда возможно.

Для определения пульсаций предложен метод замены сложной формы напряжения на конденсаторе при регулировании напряжения на двигателе способом ШИМС (рис. 7, а) упрощённой формой напряжения на конденсаторе при регулировании напряжения на двигателе способом ШИМП. Амплитуда импульсов напряжения при этом постоянна и равна средней за период импульса ($\Delta U_{ср}$). Иными словами, это метод приведения импульсов переменной амплитуды импульсов напряжения при ШИМС к импульсам постоянной амплитуды, равной среднему за период значению импульсов с постоянной длительностью. При этом коэффициент заполнения K_z равен коэффициенту модуляции K_m . Полученная кривая напряжения условно названа усреднённой ШИМП_{уср}.

Для подтверждения допустимости замены кривой напряжения при регулировании напряжения на двигателе способом ШИМС на кривую напряжения при регулировании напряжения на двигателе способом ШИМП произведено сравнение потерь в конденсаторе для этих форм напряжения, т.е. проверено выполнение условия

$$P_{\text{ШИМП}_{ср}} = \sum_{f_{стат}}^{5000\text{Гц}} P_{\text{ШИМС}}, \quad (12)$$

где $P_{\text{ШИМП}_{ср}}$ – потери, определенные для средней амплитуды импульсов при ШИМП_{уср}; $f_{стат}$ – частота статора АД; $P_{\text{ШИМС}}$ – потери, определенные в результате разложения кривой напряжения при ШИМС в гармонический ряд (рис. 7, б) [6].

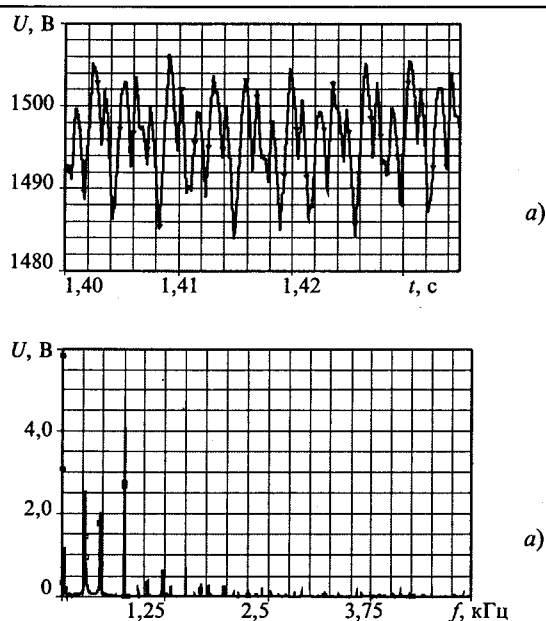


Рис.7. Форма напряжения на конденсаторах фильтра (а) при регулировании напряжения ШИМС и его гармонический состав для режима (б) ($f_{\text{рез}}=21\text{ Гц}$, $L_{\text{ф}}=5\text{ мГн}$, $C_{\text{ф}}=10\text{ мФ}$, $f_{\text{стат.АТД}}=30\text{ Гц}$, $n=25$, $K_{\text{м}}=0,8$)

Расхождение в потерях конденсатора, определенных при регулировании напряжения на двигателе способом ШИМС и ШИМП, рассчитанное по сумме гармонических составляющих (рис.7), составляет примерно 8%, т.е замена кривой напряжения, полученной при ШИМС на кривую, полученную при ШИМП, допустима и взята за основу для расчёта амплитуды пульсаций при ШИМС.

В [7] приведено описание методики определения амплитуды пульсаций напряжения на конденсаторах фильтра при ШИМС, согласно которой

$$\Delta U_{\text{ф.ср}} = \frac{I_{\text{ф1max}}}{8C_{\text{ф}}f_{\text{нес}}} K_{\text{п}} e^{K_{\text{м}}}, \quad (13)$$

где $K_{\text{п}}$ – коэффициент приведения; $K_{\text{м}}$ – коэффициент модуляции, равный отношению амплитуды модулирующего сигнала к амплитуде опорного разворачивающего сигнала.

Коэффициент $K_{\text{п}}$ учитывает влияние изменения формы напряжения при ШИМС на форму приведенной ШИМП_{ср} и равен отношению максимального коэффициента заполнения (площади) синусоиды при ШИМС к максимальному коэффициенту заполнения (площади) прямоугольника при ШИМП с тем же основанием, описанного вокруг данной синусоиды ($K_{\text{п}} = 0,785$). Зависимость $e^{K_{\text{м}}}$ учитывает влияние на амплитуду переменной составляющей коэффициента модуляции.

Расчёт амплитуды пульсаций напряжения по формуле (13) позволил снизить средние отклонения от экспериментальных значений в диапазоне $K_{\text{м}} = 0,1 \div 0,9$ примерно до 14%.

Большую трудность представляет определение $I_{\text{ф1max}}$, зависящего от параметров режима работы

асинхронного двигателя. В [7] приведено описание методики определения $\Delta I_{\text{ф1max}}$, согласно которой амплитуда первой гармоник фазного тока определяется по формуле

$$I_{\text{ф1max}} = \frac{I_{\text{ном}} K_{\text{м}}}{K_{\text{ибаз}}}, \quad (14)$$

где $I_{\text{ном}}$ – номинальное значение фазного тока АТД; $K_{\text{ибаз}}$ – базовое значение коэффициента искажений, определяемое при несущей частоте, равной $6f_{\text{стат.АТД}}$ в режиме ШИМС.

В качестве примера для определения рациональной несущей частоты работы преобразователя электроваз НМП 2 на рис.8 приведены зависимости $\Delta U_{\text{с.ф}}$ от несущей частоты для разных резонансных частот при отношении $C/L=2$ и $K_{\text{м}}=0,9$, рассчитанные по (13). На этом же рисунке нанесена амплитуда переменной составляющей для режима одноимпульсного регулирования напряжения на двигателе в номинальном режиме, определенная по ТУ на конденсаторы К75-80, равная 40 В при $f=6 \times 42\text{ Гц}$.

Эта амплитуда для разных типов конденсаторов различна и является определяющей для обеспечения надежной работы преобразователя. Из рис.8 видно (см. заштрихованную зону), что с заданной амплитудой пульсаций напряжения возможна работа преобразователя с несущими частотами в диапазоне 700–1000 Гц при резонансных частотах пассивного фильтра в диапазоне 65–100 Гц. Исследования, проводимые в настоящее время в ВЭЛНИИ, подтверждают рациональную частоту регулирования преобразователей на IGBT в пределах 700–1000 Гц.

На рис.9 приведены результаты расчётов массы, габаритов и стоимости гибридных и пассивных фильтров для разных резонансных частот.

Зона А показывает стоимость, массу и объём гибридных и пассивных фильтров в рекомендованном

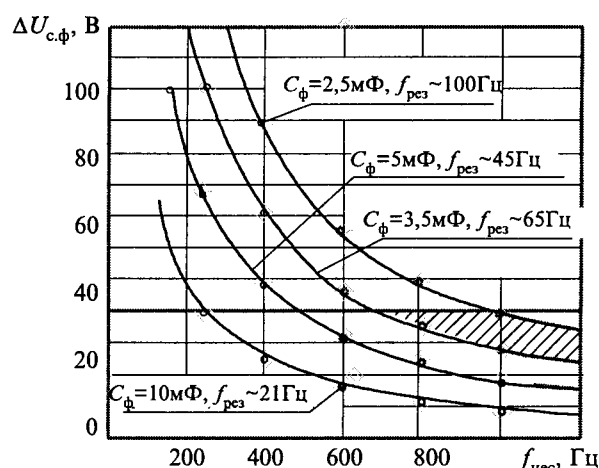


Рис.8. Зависимости $\Delta U_{\text{с.ф}}$ от несущей частоты для разных резонансных частот

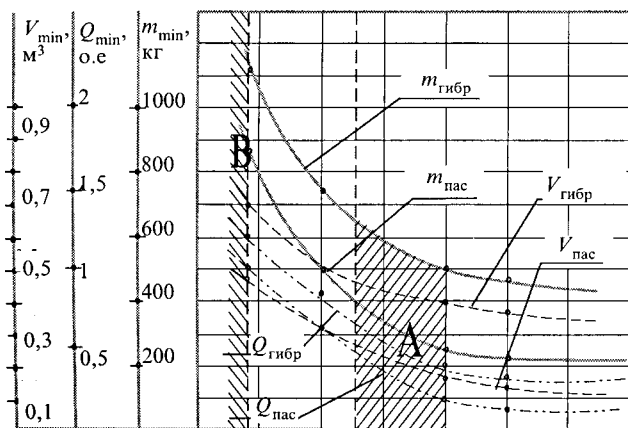


Рис.9. Зависимости массы, объема и стоимости гибридных фильтров от резонансной частоты

выше диапазоне резонансных частот (65–100 Гц). Зона В показывает эти же параметры для резонансной частоты, выбранной по условию (1). Из рис.9 видно, что применение гибридных фильтров на рекомендованные резонансные частоты выше 65 Гц позволит снизить массу и габариты более чем на 30%, стоимость более чем на 50% по сравнению с аналогичными показателями, выбранными по общеизвестной методике.

Список литературы

1. Бадер М.П. Электромагнитная совместимость. М.: УМК МПС, 2002.

2. Ротанов Н.А., Курбасов А.С., Быков Ю.Д., Литовченко В.В. Электроподвижной состав с асинхронными тяговыми двигателями. М.: Транспорт, 1991.

3. Марченко Г.Г. Эволюция промышленных электровозов и тяговых агрегатов. // Электровозостроение: Сб. науч. тр. ОАО "ВЭЛНИИ". 2003. Т.45. С.56–72

4. Сорин Л.Н. Лещев А.И. Оценка эффективности пассивных и активных фильтров для статических преобразователей ЭПС // Изв. вузов. Электромеханика. 2003. № 1–2.

5. Матханов П.Н. Основы анализа электрических цепей. Линейные цепи. М.: Высшая школа, 1990.

6. Лещев А.И. Расчёт ёмкости фильтра привода с асинхронным тяговым двигателем // Электровозостроение: Сб. науч. тр. ОАО "ВЭЛНИИ". 2001. Т.43. С.139–150.

7. Сорин Л.Н. Зависимость пульсаций напряжения на ёмкости входного фильтра электроподвижного состава с АТД // Изв. вузов. Электромеханика. 2003. № 4.

8. Ермуратский В.В., Ермуратский П.В. Конденсаторы переменного тока в тиристорных преобразователях. М.: Энергия, 1979.



Сорин Леонид Наумович – генеральный директор ОАО "ВЭЛНИИ". Окончил электромеханический факультет Новочеркасского политехнического института по специальности "Электрические машины и аппараты" в 1977 г. В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Синтез частотно-регулируемых тяговых двигателей для электровозов".

Журнал "Электротехника" переводится на английский язык и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" в полном объёме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.

Справки по тел.: 203-35-33.

Правила оформления статей, направляемых в журнал "Электротехника"

Индекс
71111

1. Объем статьи не должен превышать **12 страниц текста**, отпечатанного на машинке или набранного на компьютере **через 2 интервала** с полями 2-3 см, и иметь **не более 5 рисунков**.

2. В статье должны быть: введение, сформулирована постановка задачи, изложено содержание работы, показана достоверность результатов, приведены выводы, рекомендации и эффективность.

К статье должна быть приложена аннотация (2-3 предложения) на русском и английском языках. Название статьи также следует дать на русском и английском языках.

3. Статья должна сопровождаться письмом автора или организации (если она упоминается) и сведениями об авторах. Необходимо привести фамилии, имена и отчества всех авторов полностью, домашние адреса с почтовыми индексами, номера домашнего и служебного телефонов, место работы, ученое звание и степень, какой факультет, какого вуза и когда закончен, тему диссертации и год ее защиты. Можно приложить фотографии авторов.

Желательно, чтобы число авторов **не превышало пяти**. Фамилии лиц, принимавших участие в работе, можно дать в сноске.

4. Формулы должны быть четко вписаны от руки или набраны на компьютере (крупно) в отдельные строчки (а не в текст). Прописные (заглавные) буквы подчеркиваются карандашом двумя черточками снизу, а строчные (малые) - двумя черточками сверху. 0 (ноль) и цифра 3 (три) поясняются на полях простым карандашом. Индексы показываются простым карандашом.

5. Таблицы не должны быть громоздкими, все наименования необходимо писать без сокращения слов, за исключением единиц измерения. Численные значения величин в таблице, на рисунках и в тексте статьи должны быть в единицах измерения СИ.

6. Чертежи, графики, диаграммы и т.д. должны быть выполнены четко. Возможно изготовление рисунков с помощью компьютера. Условные обозначения на самом рисунке должны быть предельно краткими и общеупотребительными. Расшифровка условных обозначений и подписи к рисункам (не громоздкие) даются на отдельном листе.

Фотографии к статье (в двух экземплярах) должны быть отпечатаны на белой матовой бумаге (размером не менее 9×12 см), изображение должно быть контрастным, с хорошо проработанными деталями. **Если фотографии присылаются на дискетах, то разрешение должно быть не менее 300 пикселей на дюйм и размеры фотографии не очень велики.** Все обозначения ставятся на отдельном экземпляре.

7. Список литературы приводится в конце статьи, в порядке последовательности ссылок в тексте. Ссылки на литературу заключаются в квадратные скобки.

Для книг должны быть указаны: фамилия и инициалы всех авторов, название книг, город, издательство, год выпуска. Для журнальной статьи: фамилия и инициалы всех авторов, название статьи, журнала, год издания, номер журнала (том), страницы. Для сборников и продолжающихся изданий: фамилия и инициалы всех авторов конкретной статьи, ее название, название сборника или издания, город, издательство, год, выпуск, страницы.

В список литературы не должны включаться неопубликованные материалы, материалы для служебного пользования, а также малораспространенные издания и материалы, отпечатанные литографическим способом, и т.д.

8. Статью в двух экземплярах следует высылать в редакцию простой или заказной бандеролью.

9. К статье желательно приложить дискету с набранным текстом в одной из предлагаемых программ: LEXICON, WORD 2.1—7.0, Office 95—97, PAGE MAKER 5.0—7.0.

ISSN 0013-5860 Электротехника. 2004. № 8. 1—64.