

ISSN 0013-5860





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,
организованную в Московском физико-техни-
ческом институте.

Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

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

Подписаться на журнал можно в почтовых
отделениях связи по объединенному каталогу
Департамента почтовой связи. Подписной индекс
— 71111.

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

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, Главпочтamt, а/я 648.

Адрес редакции: 123242, Москва, Зоологическая ул., 11, комн. 213 Телефон/факс: 254-11-52

E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Андрianов М.В., Родионов Р.В. Вопросы выбора электродвигателя в регулируемом электроприводе на базе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором 2

Андрianов М.В., Родионов Р.В. Особенности электропотребления комплексных приводов на базе преобразователей частоты с асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором 6

Дочвири Д.Н. Динамика тиристорного электропривода при дискретном управлении 10

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Гуров А.А., Каримский И.А. Расчет энергетических показателей источников питания для систем автономного электроснабжения 14

Чуев П.В. Преобразователи частоты "Универсал" с двухзонной системой векторного управления асинхронными двигателями 18

Тюткин В.А. Магнитно-импульсный способ разрушения сводов и очистки технологического оборудования от налипших материалов 24

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Волохов С.А., Добродеев П.Н. Проявление статического эксцентризита ротора во внешнем магнитном поле электрических машин 28

Смирнов Ю.В. Определение основных параметров электромагнитного вентильно-индукторного двигателя 32

ИЗОЛЯЦИОННАЯ ТЕХНИКА

Журавлев С.П., Журавлева Н.М., Полонский Ю.А. Деформационные характеристики поли-пропиленовой пленки и термостабильность конденсаторной изоляции на её основе 36

КОНДЕНСАТОРОСТРОЕНИЕ

Морозов В.А. Расчет характеристик рабочего конденсатора с прямоугольными электродами 41

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Волокобинский М.Ю., Матюхина Т.В., Сотенко А.С., Фалина И.В., Ястребов А.С. Процессы разрушения полупроводниковых структур при пробое 45

Волокобинский М.Ю., Матюхина Т.В., Сотенко А.С., Фалина И.В., Ястребов А.С. Распределение электрического поля в мощных высоковольтных транзисторах с нитевидной сеткой в коллекторной области 48

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Шарипов А.М. Об улучшении качества испытаний активной стали турбогенераторов и крупных электрических машин 50

Мамедов Ф.И., Дадашева Р.Б. Аналитическое определение параметров индуктивного датчика линейных и угловых перемещений 53

Янгиров И.Ф. Определение собственной частоты колебания спиральной пружины электромеханических преобразователей 58

Власов А.Б. Тепловизионный контроль или диагностика? 62

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Борис Михайлович Парфенов 65

CONTENTS

ELECTRIC DRIVE

Andrianov M.V., Rodionov R.V. The questions of electric motor selection in adjustable electric drive on the base of asynchronous motor with squirrel-cage rotor 2

Andrianov M.V., Rodionov R.V. Power consumption features of complex drives based on frequency converters and asynchronous motors with squirrel-cage rotor 6

Dochviri D.N. Dynamics of thyristor electric drive using discrete control 10

CONVERTER ENGINEERING

Gurov A.A., Karimski I.Y. To the power indices calculation of power supplies for autonomous power systems 14

Chuev P.V. Frequency converters "Universal" with two-region vector-control system for asynchronous motors 18

Tutkin V.A. Magnetic-discharge method of arch destruction and manufacturing equipment cleaning of adhered materials 24

ELECTRIC MACHINES

Volohov S.A., Dobrodeev P.N. Static eccentricity manifestation of rotor in external magnetic field of electric machines 28

Smirnov Y.V. Main parameters determination of electromagnetic ac converter-fed inductive motor 32

INSULATION ENGINEERING

Guravlev S.P., Guravleva N.M., Polonsky Y.A. Deformation characteristics of polypropylene film and thermal stability of capacitor insulation made on the base of polypropylene film 36

CAPACITOR ENGINEERING

Morozov V.A. Characteristics calculation of working capacitor with rectangular plates 41

SEMICONDUCTOR DEVICES

Volokobinsky M.Y., Matuhina T.V., Sotenko A.S., Falina I.V., Yastrebov A.S. Processes of semiconductor structures destruction during breakdown 45

Volokobinsky M.Y., Matuhina T.V., Sotenko A.S., Falina I.V., Yastrebov A.S. Electric field distribution in power high-voltage transistors with filamentary collector grid 48

FROM WORKING EXPERIENCE

Sharipov A.M. About the test quality increasing of turbogenerators and large-scale electric machines active steel 50

Mamedov F.I., Dadaesheva R.B. Analytical determination of linear and angular motion inductive transducer parameters 53

Yangirov I.F. Oscillation eigenfrequency determination of electromechanical transducers spiral spring 58

Vlasov A.B. Thermal imaging control or diagnostics? 62

JUBILEES

Boris Mihaylovich Parfenov 65

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Вопросы выбора электродвигателя в регулируемом электроприводе на базе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

АНДРИАНОВ М.В., канд. техн. наук, РОДИОНОВ Р.В., инж.

ОАО "Владимирский электромоторный завод"

Рассмотрены вопросы выбора асинхронного двигателя в регулируемом электроприводе. Приведены результаты испытаний асинхронных двигателей в продолжительном режиме работы при частотном управлении. Предложена методика выбора двигателя для комплектного электропривода.

Вопросы выбора асинхронных двигателей (АД) являются актуальными для регулируемых электроприводов (ЭП) с преобразователями частоты (ПЧ). Выбор двигателя напрямую связан с электропотреблением, стоимостью пускорегулирующей аппаратуры, затратами на ремонт и обслуживание.

Для большинства механизмов, таких как транспортеры, насосы, вентиляторы, компрессоры, используют многоскоростные двигатели, обеспечивающие ступенчатое регулирование частоты вращения механизма в зависимости от необходимой нагрузки. Альтернативой многоскоростным АД выступают односкоростные АД, частота вращения (ЧВ) которых регулируется ПЧ. Частота вращения многоскоростных АД изменяется ступенчато и диапазон регулирования при этом является очень узким. Например, двигатель 5А225М12/8/6/4 имеет диапазон регулирования ЧВ 1:1,5:2:3. Современные требования по энергосбережению предъявляют высокие требования к диапазону регулирования ЧВ АД в связи с тем, что ЧВ напрямую связана с мощностью регулируемого АД и соответственно с энергопотреблением всего ЭП. Отсюда вытекает необходимость расчета мощности регулируемого АД, частотного диапазона, в котором регулируется ЧВ АД, учет ухудшения условий охлаждения.

Наиболее точными являются прямые методы расчета необходимой мощности АД, исходящие из условий допустимой температуры нагрева обмоток статора или допустимого ресурса двигателя. При выборе двигателя со степенью защиты IP44 и способом охлаждения ICO141 без внутренней аксиальной циркуляции воздуха следует учитывать ухудшение теплообмена внутри

двигателя и ухудшение охлаждения с поверхности оболочки АД. При работе АД в режиме S1 проблема ухудшения условий охлаждения может быть решена путем применения вентиляторов-наездников. Однако применение их должно быть обосновано с экономической точки зрения. Большинство западных производителей АД, среди которых фирмы "Siemens", "AEG Schorch", "Bosch", выпускают АД с узким диапазоном регулирования ЧВ (1:5, 1:10) без применения вентиляторов-наездников и те же АД, предназначенные для работы в широком диапазоне регулирования ЧВ (1:50, 1:100), но укомплектованные вентиляторами-наездниками. Для двигателей со степенью защиты IP44 и способом охлаждения ICO141 без внутренней аксиальной циркуляции воздуха актуальной является задача определения минимальной частоты питания двигателя, при которой не нарушаются условия допустимой температуры нагрева обмоток статора.

В регулируемом ЭП двигатель выступает в качестве объекта управления. Наиболее удобной для описания тепловых свойств АД является модель в виде логарифмической частотной характеристики. Для использования этой модели необходимо определить диапазон частот, в котором работает АД в составе регулируемого ЭП исходя из условий допустимой температуры обмотки двигателя.

АД является сложным теплофизическими объектом, включающим в себя разнородные по теплофизическими характеристикам компоненты с различными условиями теплообмена на граничных поверхностях. Использование метода эквивалентных тепловых схем, основанное на аналогии закона Ома ($I = UG$) и закона Фурье ($P = \Delta\Theta L$), позволяет применить аппарат лога-

рифмических характеристик. Таким образом, задача сводится к математическому описанию греющих потерь и тепловых характеристик в заданном частотном диапазоне.

Для удобства будем рассматривать превышение температуры оболочки над окружающей средой и превышение температуры обмотки статора над оболочкой двигателя.

Превышение температуры корпуса над температурой окружающей среды

$$\Delta\Theta_{\kappa} = \frac{P_{\text{м1}} + P_{\text{Z1}} + P_{\text{al}} + P_{\text{м2}} + P_{\text{доб}}}{\Lambda_{\kappa}}, \quad (1)$$

где $\Delta\Theta_k$ – превышение температуры корпуса, $^{\circ}\text{C}$;
 P_{m1} – потери в меди статора, Вт; P_{z1} – потери в
зубцах статора, Вт; P_{al} – потери в спинке стато-
ра, Вт; P_{m2} – потери в стержнях ротора, Вт; $P_{\text{доб}}$ –
добавочные потери в роторе, Вт; Λ_k – тепловая
проводимость корпуса к окружающей среде.

Следует отметить, что тепловая проводимость оболочки зависит от свойств оболочки АД; площади поверхности щитов и станины, оребрения и т.д.; и ЧВ встроенного вентилятора:

$$n = \frac{60f_1}{p}(1-s), \quad (2)$$

где f_1 – частота сети, Гц; p – число пар полюсов АД; s – скольжение АД, о.е.

В табл.1 приведены результаты испытаний на нагревание двигателей 5А225М.

По результатам испытаний двигателей 5A225M4, 5A225M6, 5A225M8 (табл.1) с учетом (2) можно построить график $1/\Lambda_k$ в логарифмических координатах. При этом частота нормируется в зависимости от полюсности A_D (табл.1):

$$f_1' = f_1 \text{ для } 2p = 4; \quad (3a)$$

$$f_1' = \frac{2}{3} f_1 \text{ для } 2p = 6; \quad (36)$$

Таблица 1

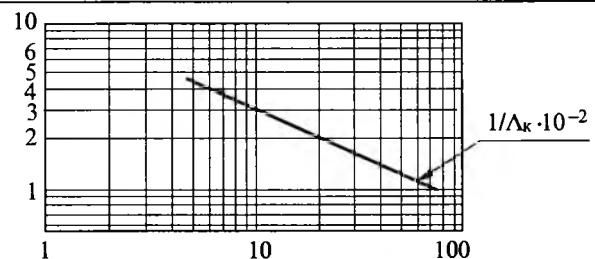


Рис.1. График функции $1/\Lambda_k$ для оболочки 5A225M

$$f_1' = \frac{1}{2} f_1 \text{ для } 2p = 8. \quad (3\text{в})$$

Для определения превышения температуры обмотки АД над оболочкой воспользуемся упрощенной схемой теплопередачи для АД [1] (рис.2).

Превышения температуры лобовой и пазовой частей обмотки статора соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\Theta_{M1\pi} &= k_{1\pi}P_{M1\pi} + k_{2\pi}P_{M1\pi} + k_{3\pi}P_{Z1} + \\ &\quad + k_{4\pi}P_{al} + k_{5\pi}(P_{M2} + P_{\text{добр}}); \\ \Delta\Theta_{M1\pi} &= k_{1\pi}P_{M1\pi} + k_{2\pi}P_{M1\pi} + k_{3\pi}P_{Z1} + \\ &\quad + k_{4\pi}P_{al} + k_{5\pi}(P_{M2} + P_{\text{добр}}), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где k_{ij} – частотно-зависимые передаточные коэффициенты (индекс i – номер передаточного коэффициента, индекс j – относится к лобовой или пазовой части обмотки статора).

При этом потери в меди разделяются на потери в лобовой и пазовой частях обмотки следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} P_{m1n} &= P_{m1} \frac{l_{n1}}{l_1 + l_{n1}}, \\ P_{m1n} &= P_{m1} \frac{l_1}{l_1 + l_{n1}}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $l_{\text{п1}}$ – длина лобовой части витка обмотки статора; l_1 – длина пазовой части обмотки статора.

Среднее превышение температуры обмотки статора над оболочкой двигателя

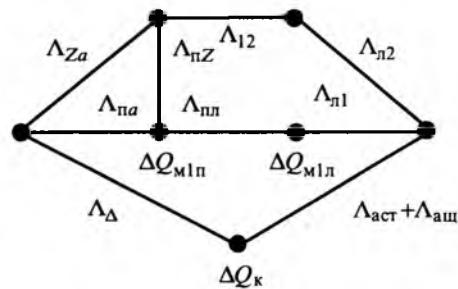


Рис.2. Упрощенная тепловая схема для АД со степенью защиты IP44 и способом охлаждения ICO141

$$\Delta\Theta_{M1} = \frac{\Delta\Theta_{M1l}l_{l1} + \Delta\Theta_{M1n}l_1}{l_{l1} + l_1}. \quad (6)$$

Для анализа значения среднего превышения температуры обмотки последнее удобно выразить в виде:

$$\Delta\Theta_{M1} = k_1 P_{M1} + k_2 (P_{M2} + P_{\text{добр}}) + k_3 P_{Z1} + k_4 P_{al}. \quad (7)$$

Коэффициент в (7) получаем из (4):

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= \frac{k_{1n}l_{l1}^2 + k_{2n}l_1^2 + l_1l_{l1}(k_{1n} + k_{1l})}{(l_1 + l_{l1})^2}, \\ k_2 &= \frac{k_{5n}l_{l1} + k_{5l}l_1}{l_1 + l_{l1}}, \\ k_3 &= \frac{k_{3n}l_{l1} + k_{3l}l_1}{l_1 + l_{l1}}, \\ k_4 &= \frac{k_{4n}l_{l1} + k_{4l}l_1}{l_1 + l_{l1}}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Коэффициенты k_1 , k_2 , k_3 и k_4 представляют собой передаточные коэффициенты соответствующих греющих потерь по отношению к среднему превышению температуры обмотки статора над температурой оболочки двигателя.

При управлении АД с постоянным скольжением ($s = \text{const}$) согласно (2) изменяются тепловые проводимости АД и соответственно передаточные коэффициенты k_{ij} в (4). Расчет коэффициентов k_1 , k_2 , k_3 и k_4 удобно выполнять на ЭВМ по выражениям (4)–(8) с учетом изменения тепловых проводимостей тепловой схемы (рис.2).

На рис.3, а, б, в представлены частотные зависимости передаточных коэффициентов греющих потерь по отношению к среднему превышению температуры обмотки двигателей 5A225M4, 5A225M6, 5A225M8 над температурой оболочки двигателей. Аналогично могут быть получены частотные зависимости передаточных коэффициентов греющих потерь для других двигателей.

Следующим этапом задачи является выявление частотной зависимости греющих потерь АД. Для этого введем переменную

$$\alpha = \frac{f_1}{f_{1\text{ном}}}. \quad (9)$$

В диапазоне регулирования частоты $\alpha \in [0,5 \div 1,5]$, при постоянстве потока, потери в активной стали изменяются соответственно:

$$P'_{Z1} = P_{Z1}\alpha^{1.5}; \quad (10)$$

$$P'_{al} = P_{al}\alpha^{1.5}, \quad (11)$$

где P_{Z1} – потери в зубцах статора на частоте f_1 , Вт; P_{al} – потери в спинке статора на частоте f_1 , Вт.

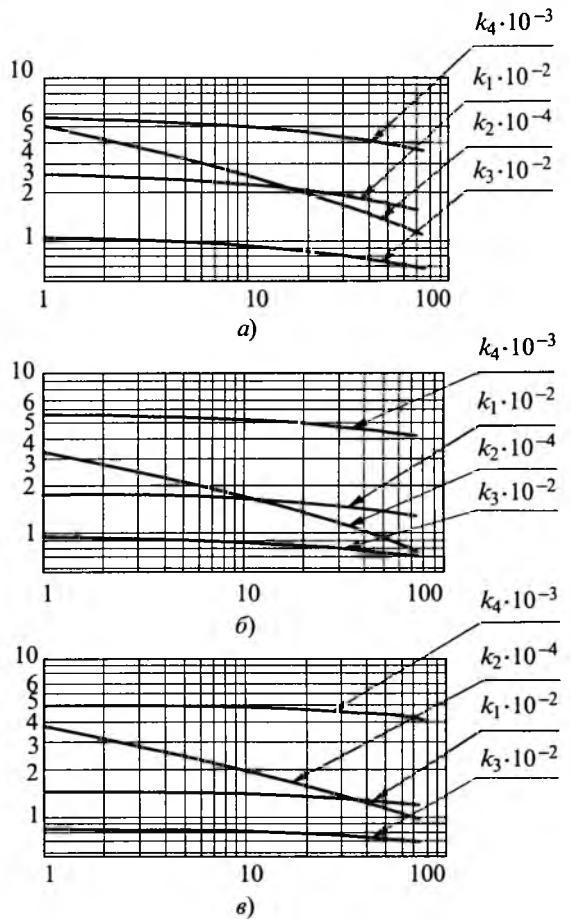


Рис.3. Передаточные коэффициенты греющих потерь двигателей 5A225M4 (а), 5A225M6 (б) и 5A225M8 (в)

Для расчета тока статора необходимо пересчитать параметры схемы замещения в соответствии с частотой питания АД.

$$r'_1 = r_1; r'_2 = r_2 / s; x'_1 = x_1\alpha; x'_2 = x_2\alpha; x'_\mu = x_\mu\alpha. \quad (12)$$

Для упрощения выражений введем обозначения:

$$b = r'_1 \left(1 + \frac{x'_2}{x'_\mu} \right); \quad c = x'_1 \left(1 + \frac{x'_2}{x'_\mu} \right) + x'_2; \quad (13)$$

$$d = \frac{r'_1}{x'_\mu}; \quad e = 1 + \frac{x'_1}{x'_\mu}. \quad (14)$$

При частотном регулировании АД с постоянным скольжением ток статора [2]

$$I_1 = \frac{U_{1\text{ном}}}{r'_1} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}} \times \sqrt{\frac{b^2 \frac{s_{\text{ном}}}{r'_2} + d^2 \frac{r'_1}{s_{\text{ном}}}}{(b^2 + c^2) \frac{s_{\text{ном}}}{r'_2} + (d^2 + e^2) \frac{r'_1}{s_{\text{ном}}} + 2r'_1}}, \quad (15)$$

где M – момент двигателя на частоте f'_1 ; $M_{\text{ном}}$ –

номинальный момент двигателя при номинальной частоте.

Этому току соответствуют потери в меди статора

$$P_{m1} = 3I_1^2 r_1. \quad (16)$$

Ток ротора, приведенный к статору [2],

$$I'_2 = U_{1\text{ном}} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}} \times \sqrt{\frac{s_{\text{ном}}}{r'_2}} \times \sqrt{(b^2 + c^2) \frac{s_{\text{ном}}}{r'_2} + (d^2 + e^2) \frac{r'_2}{s_{\text{ном}}} + 2r_1}. \quad (17)$$

Соответствующие ему потери в стержнях ротора

$$P_{m2} = 3I'_2 r'_2. \quad (18)$$

Добавочные потери в соответствии с ГОСТ-7217 принимаем равными $0,005P_1$.

Для заданного значения частоты питания АД f_1 по рассчитанным коэффициентам k_1, k_2, k_3, k_4 и соответствующим потерям $P_{m1}, P_{z1}, P_{al}, P_{m2}, P_{\text{доб}}$, определяем перегрев $\Delta\Theta_k$ оболочки двигателя по отношению к окружающей среде и перегрев $\Delta\Theta_{m1}$ обмотки статора по отношению к оболочке двигателя. Таким образом, определяем нижнюю частоту полосы регулирования двигателя со степенью защиты IP44 и способом охлаждения ICO141 из условия:

$$\Delta\Theta_k + \Delta\Theta_{m1} \leq \Delta\Theta_{m1\text{ доп}}. \quad (19)$$

Верхнюю частоту полосы регулирования определяем из условия

$$0,1047M \frac{60f_{1\text{ном}}\alpha}{p} (1-s) \leq P_{2\text{ном}} \text{ при } \alpha \in [1 \div 1,5]. \quad (20)$$

Руководствуясь условиями (19) и (20) определяют частотный диапазон полосы регулирования АД для работы с определенной нагрузкой. Исходя из (15) выбирают ПЧ под выбранный АД. Для случаев, когда требуется более широкая полоса регулирования АД, выбирают либо АД большего габарита, либо решают вопросы применения того или иного ПЧ со своим спектром выходного напряжения, применения внешних фильтрующих устройств и принудительной вентиляции [4]. Вопросы применения того или иного ПЧ, использования фильтрующих устройств и принудительной вентиляции могут также эффективно решаться с помощью аппарата логарифмических характеристик.

В табл.2 приведен числовой пример расчета тепловых режимов работы двигателя 5A225M6 на различных частотах питающего напряжения

Таблица 2

$f_1, \text{Гц}$	50	32,5	25	10
$U_1, \text{В}$	220	142,6	110	44
$M, \text{Нм}$	360,9	277	235,8	134,3
$I_1, \text{А}$	72,7	59,8	53,1	35,0
$P_2, \text{кВт}$	37	18,5	12,1	2,76
$\Sigma P, \text{Вт}$	3475	1916,8	1271,1	540
$1/\Lambda_k, \text{Вт}/^\circ\text{C}$	0,0162	0,0201	0,0229	0,0362
$\Delta\Theta_k, ^\circ\text{C}$	56,3	38,6	29,1	19,5
$\Delta\Theta_{m1}, ^\circ\text{C}$	22,7	13,6	12,2	5,8
$\Theta_{m1}, ^\circ\text{C}$	79,0	52,2	41,3	25,3

Таблица 3

Параметр	$2p=12$	$2p=8$	$2p=6$	$2p=4$
$I_1, \text{А}$	26,1	36,1	28,0	37,6
$P_2, \text{кВт}$	7,1	13,0	14,0	20,0
$M, \text{Н.м}$	137,8	167,3	135,6	128,6
$\Delta\Theta_k, ^\circ\text{C}$	46,7	56,5	34,2	28,4
$\Theta_{m1}, ^\circ\text{C}$	97,2	93,4	68,0	64,1

при управлении с постоянным скольжением ($s=\text{const}=1,82\%$). Для сравнения в табл.3 приведены результаты испытаний четырехскоростного двигателя 5A225M12/8/6/4.

Сравнивая данные табл.2 и 3, можно сделать вывод о более широком и гибком диапазоне регулирования ЧВ двигателя 5A225M6 при частотном управлении с помощью ПЧ, чем многоскоростного двигателя 5A225M12/8/6/4. Следует также отметить, что АД 5A225M6 может использоваться в комплектном ЭП без принудительной вентиляции.

Выводы

1. Предложенная методика позволяет осуществлять выбор АД в комплектном регулируемом ЭП, оценивать температуру обмотки статора при различных частотах питающей сети.

2. Анализируя частотные зависимости греющихся потерь и тепловых характеристик АД можно сделать вывод, что в частотном диапазоне регулирования отсутствуют экстремумы. Следовательно, при промышленных испытаниях достаточно проведения испытаний на нагревание на граничных частотах полосы регулирования.

3. Использование аппарата логарифмических частотных характеристик позволяет оценивать эффективность применения тех или иных ПЧ, фильтров, принудительной вентиляции в регулируемом ЭП.

Список литературы

- Бойко Е.П., Гаинцев Ю.В., Ковалев Ю.М. и др. Асинхронные двигатели общего назначения. М.: Энергия, 1980.
- Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергоиздат, 1982.
- Андреанов М.В., Родионов Р.В. Определение параметров фильтрующих устройств для обеспечения электромагнитной совместимости электроприводов // Электротехника. 1999. № 11.

Особенности электропотребления комплектных приводов на базе преобразователей частоты с асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором

АНДРИАНОВ М.В., канд. техн. наук, РОДИОНОВ Р.В., инж.

ОАО "Владимирский электромоторный завод"

Рассмотрены вопросы влияния преобразователя частоты на энергетические характеристики асинхронного двигателя. Предложены способы улучшения энергетических характеристик асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, работающих с преобразователями частоты в составе комплектного электропривода.

На современном этапе развития электропривода (ЭП) предъявляются высокие требования к энергосбережению и качеству электропотребления комплектных ЭП. Асинхронные двигатели (АД) с короткозамкнутым ротором являются основными потребителями электроэнергии. Однако необходимость регулирования, плавного пуска двигателя и другие требования приводят к применению АД совместно с преобразователями частоты (ПЧ). Преобразование частоты переменного тока осуществляется на основе ШИМ. В обмотку двигателя поступает переменный ток, содержащий высшие гармоники, кратные частоте сети и несущей частоте ШИМ. Это приводит к увеличению добавочных потерь, вызванных высшими гармониками, что в свою очередь неблагоприятно оказывается на энергетических характеристиках двигателя, таких как КПД, коэффициент мощности, номинальная мощность, а также приводит к увеличению перегрева отдельных частей двигателя (обмотки, подшипников, корпуса).

Регулирование частоты вращения АД осуществляется по следующему закону [1]:

$$\frac{U'_1}{U_1} = \frac{f'_1}{f_1} \sqrt{\frac{M'}{M}}, \quad (1)$$

где U'_1 и M' – напряжение и момент, соответствующие частоте f'_1 , а U_1 и M – частоте f_1 .

При этом напряжение на клеммах двигателя описывается выражением:

$$u(t) = \sum_{i=1}^{\infty} U_i \sin(2\pi f_i t + \phi_i), \quad (2)$$

где $\bar{U} = \{U_1 \dots U_i \dots\}$ – спектр напряжений; i – номер гармоники; f_i – частота первой гармоники; $\bar{\phi} = \{\phi_1 \dots \phi_i \dots\}$ – спектр фаз гармоник.

Для определения влияния ПЧ на энергетичес-

кие характеристики были проведены сравнительные испытания двух образцов двигателей. Двигатели испытывались на нагревание при номинальной частоте сети и номинальном рабочем токе. Результаты испытаний приведены в табл.1.

Испытания показали, что при питании АД от ПЧ номинальная мощность снижается практически на ступень, также уменьшаются значения вращающих моментов. Перегрев обмотки статора превышает допустимые значения. Причиной этого являются добавочные потери, вызванные высшими гармониками, генерируемыми ПЧ.

Существует ряд конструктивных мер по снижению добавочных потерь от высших гармоник и соответственно улучшению энергетических показателей:

- увеличение числа пазов статора;
- увеличение воздушного зазора;
- дополнительное охлаждение ротора;
- применение внешних фильтрующих устройств [2] и др.

Таблица 1

Параметр	Тип двигателя			
	5A200M4		5A225M4	
	По ТУ при эксплуатации от сети	При испытаниях с ПЧ	По ТУ при эксплуатации от сети	При испытаниях с ПЧ
Частота f , Гц	50	50	50	50
Рабочий ток I_1 , А	71	71	105,4	105,4
Номинальная мощность P_2 , Вт	37000	32983	55000	48024
Номинальный вращающий момент M_n , Н·м	241,9	211	357,6	306,4
Частота вращения n , об/мин	1461	1493	1469	1497
Перегрев обмотки статора Q , °C	83,6	102,7	88,5	105,6
Температура подшипника $t_{\text{ш}}$, °C	92,4	101	86,6	97

При увеличении числа пазов статора добавочные потери уменьшаются обратно пропорционально числу зубцов статора [3]. При увеличении воздушного зазора амплитуда высших гармоник поля изменяется приблизительно обратно пропорционально воздушному зазору, а добавочные потери – обратно пропорционально квадрату воздушного зазора. В АД общего назначения со степенью защиты IP44 вследствие большего нагрева ротора, чем статора, воздушный зазор уменьшается на 7–12,5%, т.е. добавочные потери возрастают на 15–27% [3]. Применение дополнительного охлаждения ротора позволяет сохранить воздушный зазор, т.е. снизить добавочные потери.

Снизить добавочные потери и, следовательно, увеличить КПД можно такими мерами, как изолирование клетки ротора, изолирование листов ротора и статора, дополнительная термическая обработка залитого ротора.

Согласно ГОСТ-11828 добавочные потери при расчете энергетических характеристик принимаются $0,005 P_1$. Однако действительные добавочные потери значительно больше, измере-

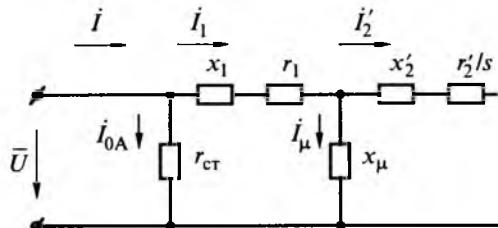


Схема замещения АД

ние их затруднительно. В связи с этим эффективность мер снижения добавочных потерь можно оценивать с помощью имитационного моделирования. Для расчетов также необходимы результаты измерения спектра напряжения ПЧ под нагрузкой [4].

Математическая модель АД представлена схемой замещения (рисунок) [5].

Исходные данные:

- спектр напряжений $\bar{U} = \{U_1; U_2; U_3 \dots\}$;
- частота первой гармоники f_1 , Гц;
- мощность, подводимая к ротору в рабочем режиме P_2 , кВт;
- параметры активных частей двигателя.

Алгоритм расчета рабочего режима представлен в табл.2.

Таблица 2

Параметр	Формула
Полюсное деление, мм	$\tau = \frac{\pi D_i}{2p}$ (p – число пар полюсов; D_i – внутренний диаметр сердечника статора, мм)
Число пазов на полюс и фазу	$q = \frac{z_1}{2pm}$ (z_1 – число пазов статора; m – число фаз двигателя)
Расчетная ЭДС, В	$E = U_1 \left(1 - \frac{30\delta}{\tau q} \right)$ (δ – воздушный зазор, мм)
Число последовательных витков фазы статора	$\omega = \frac{s_n p q}{a}$ (a – число параллельных ветвей обмотки; s_n – число эффективных проводников в пазу)
Расчетный магнитный поток, Вб	$\Phi = \frac{E}{4,44 \omega f_{\omega} f_1}$ (f_{ω} – обмоточный коэффициент; f_1 – частота 1-й гармоники, Гц)
Ток намагничивания, А	$I_{\mu} = \frac{2,22 F p}{m \omega f_{\omega}}$ (F – суммарное магнитное напряжение)
Реактивное сопротивление главного поля, Ом	$x_{\mu} = \frac{E}{I_{\mu}}$
Реактивное сопротивление фазы обмотки статора, Ом	$x_1 = \frac{4\pi f_1 l_i \lambda_1 w^2 \cdot 10^{-3}}{pq}$ (λ_1 – проводимость рассеяния статора, см; l_i – расчетная длина, мм)
Коэффициент рассеяния статора	$\tau_1 = \frac{x_1}{x_{\mu}}$
Коэффициент сопротивления статора	$p_1 = \frac{r_1}{x_1 + x_{\mu}}$ (r_1 – активное сопротивление фазы обмотки статора)

Продолжение таблицы 2

Параметр	Формула
Активное сопротивление ротора, приведенное к статору, Ом	$r'_2 = (r_c + r_k) \frac{4m\omega^2 f_w^2}{z_2 f_{ck}^2}$ (r_c – активное сопротивление стержня короткозамкнутого ротора, Ом; r_k – сопротивление короткозамыкающего кольца, Ом; z_2 – число пазов ротора; f_{ck} – коэффициент скоса)
Проводимость рассеяния ротора, приведенная к статору, См	$\lambda'_2 = \lambda_2 \frac{l_2 z_1}{l_1 z_2} \left(\frac{f_\omega}{f_{ck}} \right)^2$
Реактивное сопротивление ротора, приведенное к статору, Ом	$x'_2 = x_1 \frac{\lambda'_2}{\lambda_1}$
Реактивная составляющая тока при синхронном вращении, А	$I_{0R} = \frac{U_1}{x_\mu (1 + \tau_1)(1 + p_1^2)}$
Потери в меди статора при синхронном вращении, Вт	$P_{M1} = m I_{0R}^2 \eta (1 + p_1^2)$
Потери в спинке статора, Вт	$P_{al} = 1,6 p_{1,0/50} B_{al}^2 G_{al} \sqrt{\left(\frac{f_1}{50} \right)^3}$ ($p_{1,0/50}$ – удельные потери в стали, Вт/кг; B_{al} – индукция в спинке статора, Тл; G_{al} – масса спинки статора, кг)
Потери в зубцах статора, Вт	$P_{z1} = 1,8 p_{1,0/50} B_{z1}^2 G_{z1} \sqrt{\left(\frac{f_1}{50} \right)^3}$ (B_{z1} – индукция в зубцах статора, Тл; G_{z1} – масса зубцов статора, кг)
Потери в активной стали, Вт	$P_{ct} = P_{al} + P_{z1} \left(1 + 2\sqrt{t_1(k_\delta - 1)^3} \right)$ (k_δ – коэффициент воздушного зазора; $t_1 = \frac{\pi D_i}{z_1}$)
Механические потери, Вт	$P_{mech} = k \left(\frac{n}{1000} \right)^2 \left(\frac{D_i}{1000} \right)^3 \cdot 10^3$ (n – частота вращения)
Потери холостого хода, Вт	$P_0 = P_{M1} + P_{ct} + P_{mech}$
Параметры схемы замещения для рабочего режима, Ом	$r'_1 = r_1;$ $x'_1 = x_1 (1 + \tau_1) \left(1 + \rho_1 \frac{r_1}{x_1} \right);$ $r'_2 = r'_2 (1 + \tau_1)^2 (1 + \rho_1^2);$ $x'_2 = x'_2 (1 + \tau_1)^2 (1 + \rho_1^2);$ $r'_k = r'_1 + r'_2;$ $x'_k = x'_1 + x'_2;$ $Z'_k = \sqrt{r'^2 + x'^2}$
Эквивалентное сопротивление схемы замещения, Ом	$R_H = \frac{m U^2}{2(P_2 + P_{доб} + P_{mech})} - r'_k + \sqrt{\left(\frac{m U^2}{2(P_2 + P_{доб} + P_{mech})} - r'_k \right)^2 - Z'^2_k}$ $Z_H = \sqrt{(R_H + r'_k)^2 + x'_k^2}$ ($P_{доб}$ – добавочные потери, рассчитанные в соответствии со спектром фазных напряжений)
Скольжение	$s_H = \frac{1}{1 + \frac{R_H}{r'_2}}$
Расчетный ток ротора, А	$I_2' = \frac{U_1}{Z_H}$

Продолжение таблицы 2

Параметр	Формула
Активная составляющая тока статора, А	$I_{1A} = I_{0A} + I_2'' \left(\frac{R_h + r'_k}{Z_h} \frac{1 - \rho_1^2}{1 + \rho_1^2} + \frac{x'_k}{Z_h} \frac{2\rho_1}{1 + \rho_1^2} \right)$
Реактивная составляющая тока статора, А	$I_{1R} = I_{0R} + I_2'' \left(\frac{x'_k}{Z_h} \frac{1 - \rho_1^2}{1 + \rho_1^2} - \frac{R_h + r'_k}{Z_h} \frac{2\rho_1}{1 + \rho_1^2} \right)$
Фазный ток статора, А	$I_1 = \sqrt{I_{1A}^2 + I_{1R}^2}$
Потери в меди статора в рабочем режиме, А	$P_{M1} = mI_1^2 \eta_1$
Потери в клетке ротора в рабочем режиме, Вт	$P_{M2} = mI_2''^2 r_2''$
Сумма потерь, Вт	$\Sigma P = P_{M1} + P_{M2} + P_{cr} + P_{mex} + P_{dop}$
Мощность, подводимая к обмотке статора в рабочем режиме, Вт	$P_1 = P_2 + \Sigma P$
КПД, %	$\eta = \left(1 - \frac{\Sigma P}{P_1} \right) \cdot 100\%$
Полная мощность, В·А	$P_{M2} = mI_2''^2 r_2''$
Коэффициент мощности	$\cos \varphi = \frac{P_1}{S}$
Перегрев обмотки статора, °C	$\Delta \Theta_{M1} = \frac{P_{M1} + k_c P_{cr} + k_{M2} P_{M2}}{R_{ek}}$ ($k_c; k_{M2}$ – коэффициенты влияния; R_{ek} – эквивалентное тепловое сопротивление)

С помощью ЭВМ, используя предложенный алгоритм расчета, строим рабочие характеристики двигателя в зависимости от мощности P_2 для заданной частоты f_1 при спектре напряжения, соответствующем конкретному типу ПЧ.

Результаты моделирования для двигателя 5А200М4 при различных законах регулирования представлены в табл.3.

Использование имитационного моделирования позволяет избежать многократных испытаний.

Выводы

1. Для расчета энергетических показателей регулируемых асинхронных двигателей целесо-

образно использовать методы имитационного моделирования и результатов измерения спектра ПЧ при работе под нагрузкой. Введение показателей спектра напряжения статора учитывает реальные добавочные потери в регулируемом электродвигателе и качество регулирования от ПЧ конкретного типа.

2. Рассмотренные меры по улучшению энергетических показателей регулируемых электродвигателей позволяют оптимизировать электропотребление комплектных электроприводов с ПЧ на базе АД с короткозамкнутым ротором с учетом качества регулирования выбранной системы управления.

3. Применение предложенной методики расчета режимов работы регулируемого АД при разработке специальных электродвигателей, предназначенных для работы совместно с ПЧ, позволяет на этапе проектирования уточнять и устанавливать основные требования к конструкции и качеству технологических свойств электротехнических материалов при освоении промышленного производства специальных серий.

Список литературы

1. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Ч. 2. Машины переменного тока. Л.: Энергия, 1973.

2. Андрианов М.В., Родионов Р.В. Определение параметров фильтрующих устройств для обеспечения электромагнитной совместимости электроприводов//Электротехника. 1999. № 11.

3. Бойко Е.П., Гаинцев Ю.В., Ковалев Ю.М. и др. Асинхронные двигатели общего назначения. М.: Энергия, 1980.

4. Шуйский В.П. Расчет электрических машин. М.: Энергия, 1968.

5. Пат. 2003125 РФ. Измерительный преобразователь искажений формы кривой переменного напряжения/ М.В.Андрианов, В.П.Комлев//Открытия. Изобретения. 1993. № 41–42.

Динамика тиристорного электропривода при дискретном управлении¹

ДОЧВИРИ Д.Н.

Грузинский технический университет

Получены передаточные функции как разомкнутой, так и замкнутой системы электропривода в z-преобразованном виде. Установлены условия динамической устойчивости систем. Определены оптимальные корректоры для систем приводов при наличии «упругого» и жесткого механического вала.

Для автоматизированных электроприводов бумажных машин и прокатных станов перспективным является использование цифрового (дискретного) управления [1]. С целью изучения переходных процессов и определения условий динамической устойчивости системы тиристорного электропривода сначала выведем передаточные функции в соответствии с дискретным управлением. Запись уравнений динамики системы тиристорного электропривода с упругим звеном произведем в нормальной форме Коши [2]:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + Bu; \\ y = Cx, \end{cases} \quad (1)$$

где

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{T_2} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_c} & 0 & \frac{1}{T_c} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_1} & 0 & \frac{1}{T_1} \\ 0 & 0 & -\frac{K_p K_e}{T_s} & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{K_p K_s}{T_s} \\ 0 \end{bmatrix}; C^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (2)$$

$x^T = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]$; $x_1 = \omega_2$, $x_2 = M_y$, $x_3 = \omega_1$; $x_4 = i_s$ — соответственно угловая скорость механизма, упругий момент привода, угловая скорость и ток яко-

Transmission functions in the z-transformed form the open and closed systems of electric drive are obtained. Are established conditions for dynamical stability of systems. Are defined the optimal correctors for drive systems (by elastic and hard mechanical shafts).

ря двигателя; K_e , K_p , K_s , T_1 , T_2 , T_c , T_s — параметры привода [3].

Соответствующую (1) приближенную дискретную модель разомкнутой системы с учетом экстраполатора нулевого порядка можно представить в виде следующих разностных уравнений [2]:

$$\begin{cases} x[k+1] = A^* x[k] + B^* u[k]; \\ y[k] = Cx[k], \end{cases} \quad (3)$$

где

$$\begin{cases} A^* = \exp(AT_0) = E + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(AT_0)^n}{n!} \approx E + AT_0; \\ B^* = \int_0^{T_0} [E + A(T_0 - \tau)]B d\tau = BT_0 + ABT_0^2 - \\ - \frac{ABT_0^2}{2} = T_0 \left(E + \frac{AT_0}{2} \right) B; \end{cases} \quad (4)$$

T_0 — период дискретности управления.

Введя A и B из (2) в (4), получим:

$$A^* = \begin{bmatrix} 1 & \frac{T_0}{T_2} & 0 & 0 \\ -\frac{T_0}{T_c} & 1 & \frac{T_0}{T_c} & 0 \\ 0 & -\frac{T_0}{T_1} & 1 & \frac{T_0}{T_1} \\ 0 & 0 & -\frac{K_p K_s T_0}{T_s} & 1 - \frac{T_0}{T_s} \end{bmatrix};$$

¹ Печатается в порядке обсуждения.

$$\mathbf{B}^* = \begin{bmatrix} 0 & \\ 0 & \\ \frac{T_0^2 K_n K_s}{2T_1 T_s} & \\ \frac{T_0(2T_s - T_0)K_n K_s}{2T_s^2} & \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Передаточные функции системы в z -преобразованном виде согласно (3) можно определить с помощью следующего выражения:

$$W(z) = C(zE - A^*)^{-1} B^*, \quad (6)$$

где

$$zE - A^* = \begin{bmatrix} (z-1) \left(-\frac{T_0}{T_2} \right) & 0 & 0 \\ \frac{T_0}{T_c} (z-1) \left(-\frac{T_0}{T_c} \right) & 0 & \\ 0 & \frac{T_0}{T_1} (z-1) \left(-\frac{T_0}{T_1} \right) & \\ 0 & 0 & \frac{K_c K_s T_0}{T_s} \left(z-1 + \frac{T_0}{T_s} \right) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Для определения обратной функции (6) сначала найдем ее детерминант

$$\Delta = \det(zE - A^*) = z^4 + a_1 z^3 + a_2 z^2 + a_3 z + a_4, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{T_0}{T_s} - 4 + \frac{T_0^2}{T_2 T_c}; \quad a_2 = 3 \left(2 - \frac{T_0}{T_s} \right) + \frac{T_0^2}{T_2 T_c} \left(\frac{T_2}{T_1} + \frac{T_0}{T_s} - 3 \right); \\ a_3 &= \frac{3T_0}{T_s} - 4 - \frac{2K_e K_s T_0^2}{T_1 T_s} + \frac{T_0^2}{T_2 T_c} \left(3 - \frac{2T_0}{T_s} + \frac{K_e K_s T_0^2}{T_1 T_s} \right) + \\ &+ \frac{T_0^2}{T_1 T_c} \left(\frac{T_0}{T_s} - 2 \right); \\ a_4 &= 1 - \frac{T_0}{T_s} + \frac{K_e K_s T_0^2}{T_1 T_s} + \left(1 - \frac{T_0}{T_s} \right) \frac{T_0^2 (T_2 - T_1)}{T_1 T_2 T_c} - \frac{K_e K_s T_0^4}{T_1 T_2 T_s T_c}. \end{aligned}$$

С учетом (2), (5) и (8) обобщенная передаточная функция (6) примет вид

$$W(z) = \begin{bmatrix} W_1(z) \\ W_2(z) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \frac{T_0^2 K_n K_s}{2T_1 T_s} A_{32} + \frac{T_0(2T_s - T_0)K_n K_s}{2T_s^2} A_{42} \\ \frac{T_0^2 K_n K_s}{2T_1 T_s} A_{33} + \frac{T_0(2T_s - T_0)K_n K_s}{2T_s^2} A_{43} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где A_{32} , A_{42} , A_{33} и A_{43} — соответственно алгебраические дополнения элементов матрицы (7),

$$A_{32} = (z-1) \left(z-1 + \frac{T_0}{T_s} \right) \frac{T_0}{T_c};$$

$$A_{42} = \frac{T_0^2}{T_1 T_c} (z-1);$$

$$A_{33} = \left(z-1 + \frac{T_0}{T_s} \right) \left[(z-1)^2 + \frac{T_0^2}{T_2 T_c} \right];$$

$$A_{43} = \frac{T_0}{T_1} \left[(z-1)^2 + \frac{T_0^2}{T_2 T_c} \right].$$

Из (9) передаточная функция привода относительно сигнала упругого момента (x_2) будет иметь вид

$$W_1(z) = \frac{x_2(z)}{u(z)} = \frac{1}{\Delta} \frac{T_0^3 K_n K_s (z^2 - 1)}{2T_1 T_c T_s}, \quad (10)$$

а относительно угловой скорости двигателя (x_3)

$$W_2(z) = \frac{x_3(z)}{u(z)} = \frac{1}{\Delta} (b_1 z^3 + b_2 z^2 + b_3 z + b_4), \quad (11)$$

где

$$b_1 = \frac{T_0^2 K_n K_s}{2T_1 T_s}; \quad b_2 = -b_1; \quad b_3 = -b_1 \left(1 - \frac{T_0^2}{T_2 T_c} \right); \quad b_4 = b_1 \left(1 + \frac{T_0^2}{T_2 T_c} \right).$$

Для изучения переходных процессов систему (10) представим в виде

$$W_1(z) = \frac{K_0 (z^2 - 1)}{\prod_{i=1}^4 (z - z_i)}, \quad (12)$$

где z_i — корни характеристического уравнения системы (легко определяемые с помощью компьютерной программы MATLAB); $K_0 = T_0^3 K_n K_s / (2T_1 T_s T_c)$.

Переходная функция (12) при единичном ступенчатом входном сигнале определяется с помощью следующего выражения [4, 5]:

$$R(z) = W_1(z) \frac{z}{z-1}. \quad (13)$$

Оригинал функции (13)

$$R[nT_0] = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=\max(|z_i|), i=1,4} z^{n-1} R(z) dz. \quad (14)$$

С учетом (12) и (13) из (14) получим

$$R[nT_0] = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=\max(|z_i|), i=1,4} \frac{\frac{K_0 (z+1)}{4} z^n}{\prod_{i=1}^4 (z - z_i)} dz. \quad (15)$$

Разлагая подинтегральное выражение (15) на простые дроби, получаем:

$$R[nT_0] = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=\max(|z_i|), i=1,4} \sum_{i=1}^4 \frac{A_i}{z - z_i} z^n dz, \quad (16)$$

где

$$A_i = \frac{K_0 (z_i + 1)}{\prod_{\substack{k=1, \\ k \neq i}}^4 (z_i - z_k)}, \quad i = \overline{1, 4}. \quad (17)$$

С учетом (17) и интегральной формулы Коши из [6] выражение (16) при $z_1, z_2 \in R$ (действительные корни), $z_3, z_4 \in C$ (взаимно сопряженные комплексные корни) можно представить в следующем виде

$$R[nT_0] = \sum_{i=1}^4 A_i z_i^n = A_1 z_1^n + A_2 z_2^n + 2(\operatorname{Re} A_3 \cos n\varphi - \operatorname{Im} A_3 \sin n\varphi) |z_{3,4}|^n, \quad (18)$$

где z_1 и z_2 — корни характеристического уравнения системы (только действительные части); $\varphi = \arctg(\operatorname{Im} z_3 / \operatorname{Re} z_3)$.

Следует отметить, что в (18) учтена взаимосопряженность коэффициентов A_3 и A_4 из (17). В случае $|z_i|_{i=1,4} < 1$ переходный процесс будет устойчивого характера.

Если $T_c \rightarrow 0$, т.е. для привода с жестким единительным валом, передаточную функцию (11) можно представить следующим образом:

$$W_2(z) = \frac{T_0^2 K_n K_s (z+1)}{2(c_1 z^2 + c_2 z + c_3)}, \quad (19)$$

где $c_1 = T_2 T_s - T_1 (3T_s - T_0)$;

$$c_2 = T_1 (3T_s - 2T_0) + K_e K_s T_0^2 - T_2 (T_s - T_0);$$

$$c_3 = (T_s - T_0)(T_2 - T_1) - K_e K_s T_0^2.$$

Заменяя z в знаменателе (19) приближенным значением $1+T_0 P$, из знаменателя (19) получим характеристическое уравнение

$$m_1 P^2 + m_2 p + m_3 = 0, \quad (20)$$

где

$$m_1 = C_1 T_0^2; \quad m_2 = (2C_1 + C_2) T_0; \quad m_3 = C_1 + C_2 + C_3.$$

Анализируя значения коэффициентов (20) (с учетом условий устойчивости $\alpha_i > 0$, $i = \overline{1,3}$) легко определить значение T_0 относительно параметров системы, обеспечивающее динамическую устойчивость разомкнутого привода:

$$T_0 > \frac{(T_2 - 3T_1)T_s}{T_s - 2T_1}. \quad (21)$$

Для проведения оптимизационного синтеза упругой системы тиристорного электропривода, охваченной единичной обратной связью по скорости двигателя, воспользуемся передаточной функцией объекта [1]

$$W_0(P) = \frac{1}{K_i(2T_{\Sigma 2}P+1)} \frac{T_1'^2 P^2 + T_d P + 1}{T_{\Sigma} P(T_2'^2 P^2 + T_d P + 1)}. \quad (22)$$

Первый сомножитель в (22) отображает оптимизированный токовый контур системы, а второй сомножитель отображает упругое звено привода,

$$T_1' = \sqrt{T_2 T_C}; \quad T_{\Sigma} = T_1 + T_2; \quad T_2' = \sqrt{T_1 T_2 T_C / T_{\Sigma}}.$$

Соответствующую выражению (22) переда-

точную функцию в z -преобразованном виде при наличии в канале управления экстраполятора нулевого порядка и звена чистого запаздывания представить в следующем виде:

$$W_0(z) = K_2 \left[\frac{A_1}{z} + \frac{A_2}{z(z-1)} + \frac{A_3(z-1)}{z(z-\alpha)} + \frac{(A_4 z + A_5)(z-1)}{z(z^2 - \beta z + \gamma)} \right], \quad (23)$$

где $K_1 = (1/K_i)T_{\Sigma}$; $\alpha = 1/2T_{\Sigma 2}$; $\beta = T_d / T_2'^2$; $\gamma = 1/T_2'^2$; $A_1 = AT_0 \varepsilon + B$; $A_2 = AT_0$; $A_3 = Ce^{-\alpha T_0 \varepsilon}$;

$$A_4 = De^{-\beta T_0 \varepsilon / 2} \cos \varepsilon T_0 \sqrt{\gamma - (\beta/2)^2} + \frac{M - D\beta/2}{\sqrt{\gamma - (\beta/2)^2}} \times \\ \times e^{-\beta T_0 \varepsilon / 2} \sin \varepsilon T_0 \sqrt{\gamma - (\beta/2)^2};$$

$$A_5 = -De^{-\beta(1+\varepsilon)T_0 \varepsilon / 2} \cos(1-\varepsilon)T_0 \sqrt{\gamma - (\beta/2)^2} + \\ + \frac{M - D\beta/2}{\sqrt{\gamma - (\beta/2)^2}} e^{-\beta(1+\varepsilon)T_0 \varepsilon / 2} \sin(1-\varepsilon)T_0 \sqrt{\gamma - (\beta/2)^2};$$

$$A = 1/\alpha \gamma; \quad B = -1/\alpha^2 \gamma; \quad C = (\alpha^2 q_1 + q_3 - \alpha q_3)/\Delta; \\ D = (\alpha q_2 + \gamma q_1 - \alpha \beta q_1 - q_3)/\Delta; \quad M = (\alpha q_3 + \gamma q_2 - \alpha \beta q_1 - q_3)/\Delta; \\ q_1 = -B; \quad q_2 = -(2\alpha + \beta)/\alpha^2 \gamma; \quad q_3 = T_1'^2 - (\alpha^2 + 2\alpha \beta - \gamma)/\alpha^2 \gamma; \\ \Delta = \alpha^2 + \gamma - \alpha \beta; \quad d_1 = e^{-\alpha T_0}; \quad d_2 = 2e^{-\beta T_0} \cos T_0 \sqrt{\gamma - (\beta/2)^2}; \\ d_3 = e^{-\beta T_0}.$$

При параметрах привода: $K_i = 0,1$; $T_{\Sigma 2} = 0,01$ с; $T_1 = 1,5$ с; $T_2 = 10$ с; $T_d = 0,002$ с; $T_0 = 0,005$ с; $\tau = 0,002$ с выражение (23) приводится к виду:

$$W_0(z) = \frac{K_1(z^2 + az + b)}{z(z-1)(z-\alpha)}, \quad (24)$$

где $k_1 = 0,137$; $a = -1,82$; $b = 0,847$; $\alpha = 0,8$.

На основе частотного анализа и синтеза (24) оптимальный дискретный корректор

$$D(z) = \frac{5K_1 z(z-\alpha)}{z^2 - az + b}. \quad (25)$$

Используя следующее конформное преобразование

$$z = \frac{1 + j\lambda \frac{T_0}{2}}{1 - j\lambda \frac{T_0}{2}} \quad (26)$$

на базе выражений (24) и (25) могут быть построены ЛАЧХ. На рис.1,а представлены логарифмические частотные характеристики объекта (L_0 и Φ_0 по (24)) и корректора (L_k и Φ_k по (25)). Там же с учетом корректора показаны ЛАЧХ разомкнутого контура системы привода (L_1 и Φ_1). Следует отметить, что на ЛАХ объекта системы нет резонансного пика, характерного для упругих

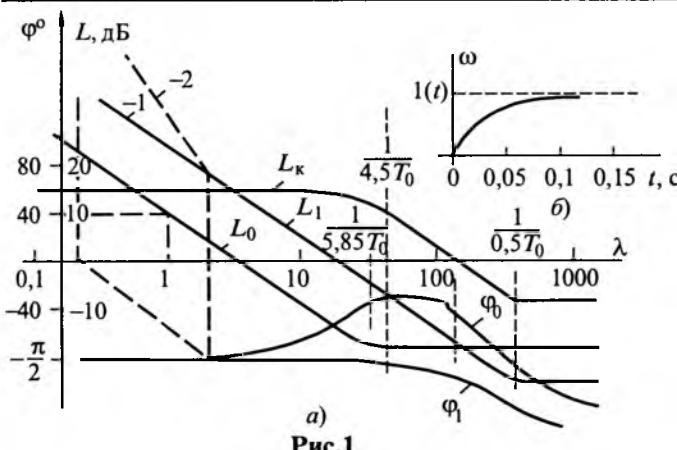


Рис.1

приводов при непрерывном управлении.

Анализ корней характеристического уравнения (25) при указанных параметрах показывает, что они расположены внутри единичной окружности комплексной плоскости (в рассматриваемом случае $|z_{1,2}| = 0,92 < 1$). Этим подтверждается способность устойчивого управления системы выбранным корректором.

Общая передаточная функция рассматриваемой замкнутой системы (с учетом корректора) будет иметь вид

$$W(z) = \frac{0.1}{z - 0.9}. \quad (27)$$

Реакция системы привода на входной единичный сигнал в данном случае определяется выражением:

$$R[nT_0] = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} \frac{0.1z^n}{(z-0.9)(z-1)} dz. \quad (28)$$

Используя интегральную формулу Коши, из (28) получаем:

$$R[nT_0] = 1 - 0.9^n, \quad (29)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$

Для определения времени переходного процесса воспользуемся выражением:

$$t_n = NT_0, \quad (30)$$

где N – количество периодов дискретности во времени вхождения выходной величины системы в 5%-ю зону установившегося значения.

Значение N можно определить выражением

$$1 - 0.9^N = 0.95 \Rightarrow N = \lg 0.05 / \lg 0.9 \approx 28. \quad (31)$$

Тогда время переходного процесса рассмотренной системы составит $t_n = 28 \cdot 0.005 = 0.14$ с. Переходный процесс монотонный без дополнительных упругих колебаний (рис.1,б).

В случае построения системы привода с аналоговыми регуляторами (скорости и тока) типа ПИ при жестком соединительном вале и выше указанных параметрах передаточные функции

объекта и корректора имеют вид:

$$W_{0x}(z) = \frac{1}{4T_{\Sigma 2} P^2}, \quad (32)$$

$$D_x(z) = \frac{K'(z-0.92)}{z}, \quad (33)$$

где $T_{\Sigma 2}$ – малая постоянная времени токового контура; $K' = 3,9$.

Передаточная функция замкнутой системы привода с жестким валом с учетом (32) и (33) будет равна

$$W_x(z) = \frac{0.122z^2 + 0.01z - 0.11}{z^3 - 1.88z^2 + 1.01z - 0.11}. \quad (34)$$

Используя критерий Раусса-Шура легко установить, что система, имеющая передаточную функцию (34), является динамически устойчивой. Действительно матрица Раусса-Шура согласно [7]

$$\delta = \begin{bmatrix} 1 & -1.88 & 1.01 & -0.11 \\ -0.11 & 1.01 & -1.88 & 1 \\ 0.99 & -1.77 & 0.82 & 0 \\ 0.82 & -1.77 & 0.99 & 0 \\ 0.31 & -0.3 & 0 & 0 \\ -0.3 & 0.31 & 0 & 0 \\ 0.02 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (35)$$

Так как все первые элементы матрицы δ , лежащие в нечетных строках, положительны, система устойчива.

С целью реализации выбранного корректора и построения математической модели дискретного привода в виде детализированной структурной схемы с z^{-1} звенями (дискретными интеграторами) передаточные функции корректора (25) и объекта (24) представим следующим образом [8]:

$$U_2(z) = [-aU_2(z) - 5\alpha K_1 U_1(z) - bU_2(z)z^{-1}]z^{-1} + 5K_1 U_1(z); \quad (36)$$

$$U_3(z) = \{K_1 U_2(z) - (1+\alpha)U_3(z) + [aK_1 U_2(z) + \alpha U_3(z) + K_1 bU_2(z)z^{-1}\}z^{-1}, \quad (37)$$

где $U_1(z)$, $U_2(z)$ и $U_3(z)$ – соответственно входные и выходные сигналы корректора и объекта.

На основе (36) и (37) на рис.2 построена структурная схема упругого тиристорного электропривода с оптимальным корректором, соответствующая дискретному управлению системы.

Выходы

- Получены передаточные функции тиристорного электропривода при дискретном управ-

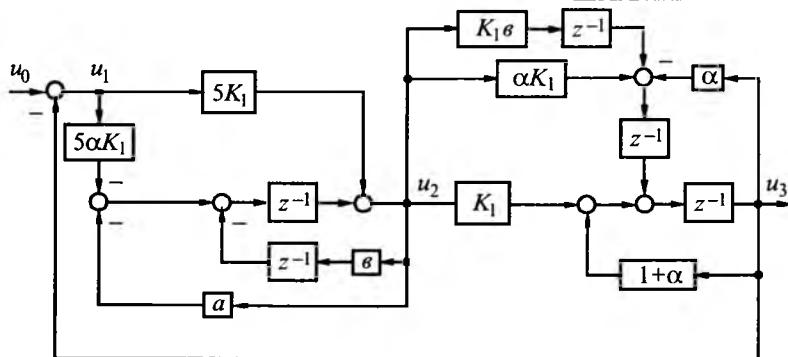


Рис.2

лении в z -преобразованном виде как при наличии упругого механического вала, так и при «жестком» вале.

2. Выведены формулы для построения кривых переходных процессов системы привода при разомкнутом управлении, определено значение периода дискретности, обеспечивающее устойчивость работы системы.

3. Показано, что ЛАЧХ объекта регулирования при дискретном математическом описании не имеет резонансного пика (в отличие от ЛАЧХ того же объекта при непрерывном управлении).

4. Определены оптимальные передаточные функции корректоров как для «жесткого», так и для «упругого» привода, обеспечивающие значительное повышение быстродействия систем

(для замкнутой системы время переходного процесса достигнуто в пределах 0,15 с без упругих колебаний).

5. С целью реализации корректора на базе дискретных интеграторов построена структурная схема системы привода с упругим механическим звеном и дискретными интеграторами, т.е. z^{-1} звенями.

Список литературы

1. Слежановский О.В. Устройство УБСР дискретного типа. М.: Энергия, 1975.
2. Первозванский А.А. Курс теории автоматического управления. М.: Наука, 1986.
3. Барышников В.Д., Дочвири Д.Н. Современные автоматизированные электроприводы бумагоделательных машин. Л.: ЛДНП, 1979.
4. Ту Ю.Т. Дискретные системы управления. М.: Машиностроение, 1964.
5. Iserman R. Digitale Regelsysteme. Berlin: Springer-Verlag, 1977.
6. Бицадзе А.В. Основы теории аналитических функций комплексного переменного. М.: Наука, 1969.
7. Стрейц Т. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем управления. М.: Наука, 1985.
8. Адамия Р.Ш., Дочвири Д.Н. Синтез оптимального дискретного корректора тиристорного электропривода с упругим звеном//Проблемы прикладной механики. 2002. № 1(6). С.13–15.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Расчет энергетических показателей источников питания для систем автономного электроснабжения

**ГУРОВ А.А., доктор техн. наук, проф. (Военная академия им. Петра Великого),
КАРИМСКИЙ И.А., канд. техн. наук (НТЦ "Расел")**

Рассматривается упрощенный метод расчета энергетических показателей источников питания для автономных систем электроснабжения (АСЭ) на этапе предварительного проектирования. В основе метода - схема замещения рассматриваемой АСЭ - расчетная модель АСЭ, составленная по ограниченному количеству содержащихся в системе элементов, отражающих установленный режим работы системы.

На ряде удаленных от центра производств (геологоразведка, нефтегазодобывающая промышленность, объекты обороны и т.п.) для оперативной связи с "Центром" применяются передвижные (перевозимые в отсеках блок-контейнера) станции спутниковой связи. Рост их аппаратурной оснащенности диктует пути техничес-

кой реализации встроенной в отсеки блок-контейнера автономной системы электроснабжения (АСЭ) небольшой мощности (до 10–12 кВт), предназначеннной для обеспечения электроэнергией потребителей средств связи и собственных нужд.

Автономными, как известно, считаются системы, содержащие в своем составе все источни-

ки и все потребители, объединенные в замкнутую систему [1].

Этому определению отвечают рассматриваемые АСЭ, содержащие источники электроэнергии (ИЭЭ) и потребители.

В процессе всестороннего проектирования таких АСЭ учитываются особенности, влияющие на весь комплекс их энергетических показателей. К ним относятся:

- соизмеримость мощности источников питания (генераторов) и нагрузки и связанные с этим более тяжелые переходные режимы при включении и отключении нагрузки;

- наличие коротких линий между ИЭЭ и потребителями, характеризующихся незначительными реактивностями линий и относительно небольшими активными сопротивлениями в цепи статора;

- резкие изменения напряжения и частоты тока при включении нагрузки, часто оказывающей толчкообразное воздействие на генератор;

- малые постоянные времени электрических цепей АСЭ и связанные с этим большие скорости протекания электромагнитных процессов, влияющие на значение выдержек времени устройств релейной защиты и автоматики (РЗА), и др.

Указанные особенности АСЭ обусловливают специфику методов расчета системы и оценки установившихся и переходных режимов. Обычно для этих целей составляются дифференциальные уравнения высоких порядков (14–40), описывающие функционирование элементов и системы в целом, используются достаточно сложные электродинамические и физические модели [1–3].

Однако на ранних этапах проектирования АСЭ, когда требуется определить начальный облик системы, предварительно рассчитать параметры системы и параметры режима системы, обеспечивающие выбор основного оборудования, целесообразно применять, на наш взгляд, более простые методы расчета энергетических показателей и оценить установившиеся режимы АСЭ. При этом под обликом АСЭ будем пони-

мать уровни технических характеристик основных элементов системы, приведенных на функциональной схеме (рис.1).

Определить энергетические показатели автономной системы электроснабжения, необходимые для расчета уровней технических характеристик основных элементов АСЭ (источников питания, средств компенсации реактивной мощности и др.).

В качестве источника электрической энергии для АСЭ целесообразно принять наиболее распространенный в автономной энергетике дизель-генератор (ДГ). От выбора ДГ зависят облик АСЭ, первоначальные затраты и эксплуатационные расходы на АСЭ в целом, ибо стоимость ДГ составляет более 50% суммарных затрат на систему в целом, а вероятность выхода ДГ из строя является наибольшей среди отказов других составных частей АСЭ. Этим объясняются большие эксплуатационные расходы. Другие составные части АСЭ выбираются из состава общепринятого промышленного оборудования массового производства (средства освещения, компрессоры, кондиционеры и т.п.).

Предметом исследований и расчетов в этом случае является определение следующих энергетических параметров АСЭ:

- мощности i -го электроприемника технической системы, обеспечивающего функционирование технологической нагрузки и собственных нужд (P_i);

- суммарной нагрузки АСЭ ($P_{\text{нагр}}$);

- коэффициентов мощности нагрузки $\cos\phi_{\text{нагр}}$, $\operatorname{tg}\phi_{\text{нагр}}$;

- номинальной мощности генератора (активной $P_{g,\text{ном}}$, реактивной $Q_{g,\text{ном}}$ и полной $S_{g,\text{ном}}$);

- коэффициентов мощности генераторов $\cos\phi_g$, $\operatorname{tg}\phi_g$;

- требуемой максимальной мощности генератора $P_{g,\text{max}}$, ограниченной по времени.

С математической точки зрения эта задача сводится к решению алгебраических уравнений, в общем случае с комплексными переменными,

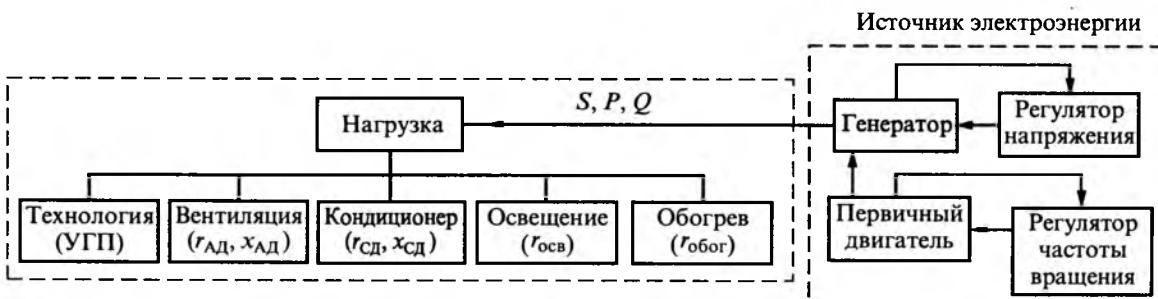


Рис.1. Функциональная структурная схема автономной системы электроснабжения

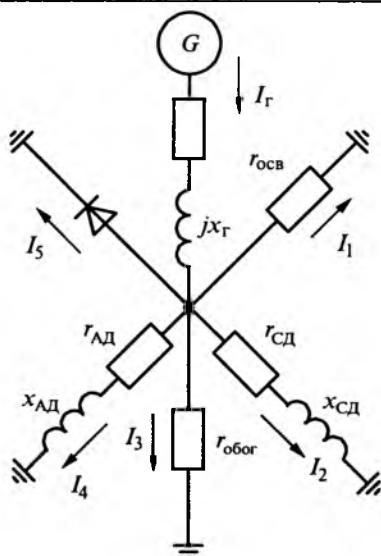


Рис.2. Схема замещения автономной системы электроснабжения

вносящих в решение некоторые погрешности за счет введения ряда допущений:

1. Короткие линии между ИЭЭ и потребителями, когда потерями мощности в них можно пренебречь.

2. Статическая модель функционирования АСЭ принимается с параметрами, соответствующими параметрам генератора.

3. Переходные режимы АСЭ и динамическая устойчивость оцениваются после формирования структурной схемы, установления значений переходных параметров элементов АСЭ и их связей (в статье не рассматривается).

При таком подходе к разработке АСЭ на раннем этапе ее создания требуемые для расчета результирующие параметры системы ($r_{\text{рез}}$, $x_{\text{рез}}$, $z_{\text{рез}}$) могут быть определены как результат расчета схемы замещения АСЭ (рис.2), включающей схемы замещения элементов системы и представляющей собой некоторую модель реальной системы (см. рис.1) в виде активных и реактивных сопротивлений ИЭЭ и потребителей. Они отражают, в соответствие с допущениями 1 и 2, характеристики установленного режима работы АСЭ [3].

Результирующие параметры схемы замещения АСЭ, как это принято при решении подобных задач, удобно находить из проводимостей вида:

$$\frac{1}{r_{\text{рез}}} = \frac{1}{\sum_i^n r_i}; \quad \frac{1}{x_{\text{рез}}} = \frac{1}{\sum_i^m x_i}; \quad \frac{1}{z_{\text{рез}}} = \frac{1}{\sum_i^k z_i}, \quad (1)$$

где n , m , k – число активных, реактивных и полных сопротивлений в схеме замещения; r_i , x_i , z_i

– активные, реактивные и полные сопротивления схемы замещения.

Зная результирующие параметры схемы замещения и определив суммарную электрическую нагрузку АСЭ, найдем следующие энергетические показатели генератора источника питания: $P_{\text{г.ном}}$; $Q_{\text{г.ном}}$; $S_{\text{г.ном}}$; $\cos\phi_r$; $\operatorname{tg}\phi_r$.

При этом изменения мощности нагрузки будут вызывать адекватные изменения мощности ИЭЭ в малом в соответствии с принятым допущением 3.

Рассмотрим этапы расчета энергетических параметров АСЭ с учетом принятых допущений.

На первом этапе расчета электрической нагрузки станции необходимо:

– определить характеристики тепломассообъема внутри отсеков станции методами термодинамики для решения вопросов компенсации тепловыделений аппаратурой технологического отсека;

– определить мощности средств освещения и обогрева, вентиляции и кондиционеров отсеков;

– произвести выбор средств автоматики, контроля, пожаротушения, охраны и собственных нужд и т.п.

Второй этап является основой для расчета суммарной нагрузки станции. Из formalизованных методов расчета суммарной нагрузки наиболее простым и достаточно информативным, на наш взгляд, является эмпирический метод – метод коэффициента спроса, позволяющий найти максимальную нагрузку потребителей $P_{\text{нагр}}$ по формуле [4]:

$$P_{\text{нагр}} = k_o k_3 \sum P_{\text{пп}}, \quad (2)$$

где $\sum P_{\text{пп}}$ – суммарная присоединенная мощность электроприемников; k_o – коэффициент одновременности работы электроприемников; k_3 – коэффициент загрузки электроприемников.

Ввиду отсутствия в технических справочниках коэффициентов k_o и k_3 для указанных средств они определялись опытным путем, а остальные характеристики нагрузки находились по известным формулам:

$$Q_{\text{нагр}} = P_{\text{нагр}} \operatorname{tg}\phi_{\text{нагр}}; \quad (3)$$

$$S_{\text{нагр}} = P_{\text{нагр}} + jQ_{\text{нагр}}, \quad (4)$$

где $P_{\text{нагр}}$, $Q_{\text{нагр}}$, $S_{\text{нагр}}$ – активная, реактивная и полная мощность нагрузки; $\operatorname{tg}\phi_{\text{нагр}}$ – коэффициент мощности нагрузки.

При выборе номинальных параметров генератора $P_{\text{г.ном}}$, $Q_{\text{г.ном}}$, $S_{\text{г.ном}}$ являющихся также энергетическими параметрами АСЭ, будем ис-

ходить из условия баланса активной и реактивной мощности потребителей и источника питания с учетом допущения 1:

$$P_{\text{нагр}} = P_{\text{г.ном}}, \quad Q_{\text{нагр}} = Q_{\text{г.ном}}, \quad (5)$$

что справедливо при равенстве коэффициентов мощности нагрузки и генератора и соответствует равенству алгебраических выражений для идеализированной в смысле допущений системы:

$$\left. \begin{aligned} S_{\text{нагр}} &= P_{\text{нагр}} + jQ_{\text{нагр}}; \\ S_{\text{г.ном}} &= P_{\text{г.ном}} + jQ_{\text{г.ном}}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Другие необходимые для расчета энергетические параметры АСЭ определяются путем подстановки в формулы (2), (3) результатов расчета схемы замещения (рис.2), полученных из выражений (1):

$$\cos\varphi_{\text{нагр}} = \frac{P_{\text{рез}}}{S_{\text{рез}}}; \quad \operatorname{tg}\varphi_{\text{нагр}} = \frac{x_{\text{рез}}}{r_{\text{рез}}}. \quad (7)$$

Значения коэффициентов мощности нагрузки для рассматриваемой АСЭ, имеющей короткие линии (допущение 1), примем за соответствующие коэффициенты мощности генератора:

$$\cos\varphi_{\text{г}} = \cos\varphi_{\text{нагр}}; \quad \operatorname{tg}\varphi_{\text{г}} = \operatorname{tg}\varphi_{\text{нагр}}.$$

Как известно, генератор АСЭ допускает 5%-ю длительную перегрузку и 10%-ю ограниченную по времени (до 1 ч) перегрузку, т.е. $P_{\text{гmax}} = 1,1P_{\text{г}}$.

В этом случае его допустимая кратковременная полная мощность

$$S_{\text{гmax}} = P_{\text{гmax}} + jQ_{\text{гmax}}. \quad (8)$$

Сделаем следующее замечание: возможности выдачи реактивной мощности генератором АСЭ при составлении баланса мощности учитывается в соответствии с его **номинальным** коэффициентом мощности $\cos\varphi_{\text{г.ном}}$ ($\operatorname{tg}\varphi_{\text{г.ном}}$). В этом случае максимальная реактивная мощность генератора

$$Q_{\text{гmax}} = P_{\text{гmax}} \operatorname{tg}\varphi_{\text{г}}. \quad (9)$$

Если условие баланса реактивной мощности в АСЭ не выполняется, т.е. $Q_{\text{гmax}} < Q_{\text{треб}}$, то возникает необходимость установки в АСЭ дополнительной реактивной мощности $\Delta Q_{\text{доп}}$, определяемой по выражению:

$$\Delta Q_{\text{доп}} = Q_{\text{треб}} - Q_{\text{гmax}}, \quad (10)$$

где $Q_{\text{треб}}$ – требуемая реактивная мощность по условию баланса реактивной мощности генератора и потребителей.

Выводы

1. Предложен упрощенный метод расчета энергетических показателей автономных систем электроснабжения на раннем этапе проектирования, не требующий составления сложных дифференциальных уравнений и расчетов.

2. Этот метод с математической точки зрения обеспечивает получение результата путем решения алгебраических уравнений с комплексными переменными для установившегося режима работы АСЭ при учете принятых допущений.

3. В качестве основы расчета энергетических параметров АСЭ предложено принять результирующие параметры схемы замещения АСЭ, а параметры режима находить из составленных для этих целей уравнений баланса активной и реактивной мощности нагрузки и генератора с использованием параметров структурной схемы системы.

Приложение

Пример расчета энергетических параметров автономной системы электроснабжения упрощенным методом

Требуется найти энергетические параметры АСЭ, предназначеннной для обеспечения электроэнергией технологической нагрузки мощностью 2,2 кВт (длительно).

Решение:

1. Расчет мощности и коэффициентов электроприемников технологии обеспечивающих систем. Результаты расчета сведем в табл. 1,2.

Таблица 1

Электроприемники	Мощность, кВт		Среднее значение коэффициентов			Параметры схемы замещения, Ом		
	Расчетное значение	Номинальное значение	k_0	k_3	η	z_i	r_i	x_i
Модуль гарантированного питания	2,2	2,2	1	0,6	–			\downarrow
Электродвигатели вентиляторов	0,28	0,15·2	1	0,8	0,69	129	106	73
Электродвигатели кондиционеров	2,36	1,2·2	1	0,9	0,76	16,6	14,2	8,6
Средства освещения	0,2	0,2	1	0,6	1	244	244	–
Электронагреватели	2,1	2,1	0,95	0,8	1	23,2	23,2	–

Таблица 2

Проводимости, 1/Ом		
1/z _i	1/r _i	1/x _i
—	—	—
1/129	1/106	1/73
1/16,6	1/14,2	1/8,6
1/244	1/244	—
1/23,2	1/23,2	—
Σ=1/0,115	Σ=1/0,123	Σ=1/0,13

Таблица 3

Параметр режима	Расчетные соотношения	Результат расчета
P _{нагр}	k _{o_i} k _{3_i} ∑ _i ⁿ P _{ном_i} + k _{o_j} k _{3_j} ∑ _j ^m P _{ном_j} / η _{ср_i}	5,7 кВт
P _{сн}	P _{сн} / 100 P _{нагр}	0,22 кВт
P _r	P _{нагр} + P _{сн}	5,98 кВт
Q _r	P _r tg φ _r	5,62 кВАр
P _{rmax}	1,1P _r	6,58 кВт
S _{rmax}	P _r / cosφ _r	8,2 кВА

Результаты решения схемы замещения:

$$z_{\text{рез}} = 11,2 \text{ Ом}; r_{\text{рез}} = 8,13 \text{ Ом}; x_{\text{рез}} = 7,7 \text{ Ом}.$$

2. Нахождение коэффициентов мощности нагрузки и генератора:

$$\cos\varphi_{\text{нагр}} = \frac{r_{\text{рез}}}{z_{\text{рез}}} = \frac{8,13}{11,2} = 0,73;$$

$$\operatorname{tg}\varphi_{\text{нагр}} = \frac{x_{\text{рез}}}{r_{\text{рез}}} = \frac{7,7}{8,13} = 0,94;$$

$$\cos\varphi_{\text{г.ном}} = \cos\varphi_{\text{нагр}} = 0,73;$$

$$\operatorname{tg}\varphi_{\text{г.ном}} = \operatorname{tg}\varphi_{\text{нагр}} = 0,94.$$

3. Определение энергетических параметров нагрузки и источника электроэнергии (табл.3)

Из табл.3 следует, что расчетное значение активной мощности генератора, необходимое для выбора типа ДГ, составляет 5,98 кВт. Выбран ДГ-6-230-3В мощностью 6 кВт однофазного тока частотой 50 Гц, который соответствует условию баланса реактивной мощности источника и потребителя.

Список литературы

1. Веников В.А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М.: Высшая школа, 1978.

2. Веретенников Л.П., Потапкин А.И., Раимов М.М. Моделирование, вычислительная техника и переходные процессы в судовых электроэнергетических системах. Л.: Судостроение, 1964.

3. Рябинин И.А., Раимов М.М. Применение электронных моделирующих установок для исследования устойчивости параллельной работы синхронных генераторов соизмеримой мощности//Изв. вузов. Электромеханика. 1959. № 2.

4. Справочник по электроснабжению промышленных предприятий/Под общей ред. А.А.Федорова и Г.И.Сербновского. М.: Энергия, 1973.

5. Федоров А.А., Ристхейн Э.М. Электроснабжение промышленных предприятий. М.: Энергия, 1981.

Преобразователи частоты "Универсал" с двухзонной системой векторного управления асинхронными двигателями

ЧУЕВ П.В.

Приведено математическое описание и структура системы двухзонного векторного управления АД, встроенной в серию преобразователей частоты «Универсал». Описана специфика ее реализации. Даны результаты экспериментальных исследований системы на холостом ходу.

В настоящее время проявляется растущий интерес к асинхронному электроприводу. Для применения в станкостроении требуются асинхронные электроприводы с широким диапазоном и хорошей точностью регулирования скорости. Для тяговых приводов требуется системы на базе асинхронных двигателей (АД) с возможностью регулирования момента. Этим тре-

бованиям отвечают приводы с датчиком положения ротора, который позволяет измерять скорость с высокой точностью в широком диапазоне. Кроме того, во многих приводах возможны режимы работы, когда требуется обеспечить быстрое перемещение рабочего органа без нагрузки. В этом случае хорошим решением является асинхронный привод с двухзонной системой

регулирования скорости, которая позволяет при снижении момента нагрузки получить частоту вращения, превышающую номинальную частоту двигателя. Выбор же двигателя осуществляется по мощности при номинальной скорости и номинальном моменте, что позволяет оптимизировать номинальную мощность двигателя.

В настоящей статье рассматривается двухзоная система векторного управления асинхронным двигателем. Данная система разработана совместно кафедрой автоматизированного электропривода (АЭП) МЭИ и московской фирмой НПФ «Вектор» и реализована практически в серии преобразователей частоты (ПЧ) «Универсал», которые производятся совместно ООО «Цикл+» (г.Москва) и ИБП РАН (г.Пущино).

Для экспериментов использован АД общепромышленного исполнения типа 4A100L6У3 с параметрами [1]:

Номинальная мощность $P_{\text{ном}}$, кВт	2,2
Номинальное напряжение $U_{\text{ном}}$, В	220/380
Номинальная частота питающей сети $f_{\text{ном}}$, Гц	50
Номинальный ток $I_{\text{ном}}$, А	5,6
Число пар полюсов p_n	3
$\cos \varphi$	0,73
КПД, %	81
Номинальный момент $M_{\text{ном}}$, Н·м	21

В качестве силового преобразователя для экспериментов использовался ПЧ со звеном постоянного тока «Универсал-2,2», внешний вид которого показан на рис.1. Система управления для этого преобразователя построена на базе контроллера MK9.1 (рис.2), ядром которого является цифровой сигнальный процессор TMS320F241 фирмы «Texas Instruments», из серии специализированных процессоров-микроконтроллеров для управления электроприводами [2]. Этот контроллер также разработан на кафедре АЭП МЭИ совместно с НПФ «Вектор».

Математическое описание, на базе которого построена система управления, базируется на теории обобщенной двухфазной электрической машины [3]. Модель АД описана в осях x , y , вращающихся синхронно с полем машины. Система выполнена по принципу ориентации оси x по вектору потокосцепления ротора. Все переменные математической модели, включая время, представлены в относительном виде, т.е. пронормированы относительно некоторых базовых значений. Это позволяет получить универсальное математическое описание, не зависящее от абсолютных значений переменных (т.е. при использовании другого двигателя потребуется



Рис.1. Преобразователь частоты «Универсал-2,2»

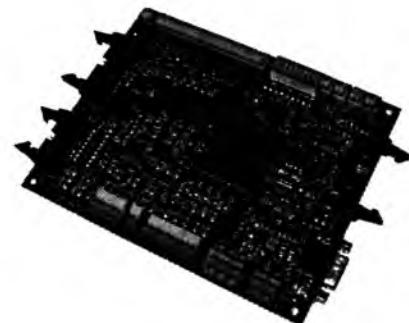


Рис.2. Контроллер MK9.1

лишь перерасчет базовых величин), а также является удобным для дальнейшей процессорной реализации системы. В качестве базовых выбраны следующие значения:

$-I_6 = \sqrt{2}I_{\text{ном}} = 7,9\text{ A}$ – базовое значение для токов;

$-U_6 = \sqrt{2}U_{\text{ном}} = 311,1\text{ В}$ – базовое значение для напряжений;

$-\Omega_6 = \frac{1}{T_6} = 314,151/c$ – базовое значение для угловых скоростей;

$-\Psi_6 = \frac{U_6}{\Omega_6} = 0,99\text{ Вб}$ – базовое значение для потокосцеплений;

$-M_6 = \frac{3}{2}p_n \frac{U_6 I_6}{\omega_6} = 35,2\text{ Н}\cdot\text{м}$ – базовое значение для моментов;

$-R_6 = Z_6 = \frac{U_6}{I_6} = 39,4\text{ Ом}$ – базовое значение для сопротивлений;

$-L_6 = \frac{Z_6}{\Omega_6} = 0,13\text{ Гн}$ – базовое значение для индуктивностей;

$-\Theta_6 = 2\pi$ рад – базовое значение для углов.

Исходные уравнения математической модели АД в осях x , y записываются следующим образом [1]:

$$\begin{cases} u_{sx} = i_{sx} R_s + \frac{d\Psi_{sx}}{dt} - \Psi_{sy} \omega_{0\text{эл}}; \\ u_{sy} = i_{sy} R_s + \frac{d\Psi_{sy}}{dt} + \Psi_{sx} \omega_{0\text{эл}}; \\ 0 = i_{rx} R_r + \frac{d\Psi_{rx}}{dt} - \Psi_{ry} (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}); \\ 0 = i_{ry} R_r + \frac{d\Psi_{ry}}{dt} + \Psi_{rx} (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}); \\ \Psi_{sx} = L_s i_{sx} + L_m i_{rx}; \quad \Psi_{sy} = L_s i_{sy} + L_m i_{ry}; \\ \Psi_{rx} = L_r i_{rx} + L_m i_{sx}; \quad \Psi_{ry} = L_r i_{ry} + L_m i_{sy}; \\ M = p_n \left(\frac{L_m}{L_r} \right) (i_{sy} \Psi_{rx} - i_{sx} \Psi_{ry}), \end{cases} \quad (1)$$

где u_{sx} , u_{sy} – напряжения статора, соответственно по осям x и y ; i_{sx} , i_{sy} – токи статора; Ψ_{sx} , Ψ_{sy} , Ψ_{rx} , Ψ_{ry} – потокосцепления соответственно статора и ротора; R_s , R_r – активные сопротивления соответственно статора и ротора; L_s , L_r – полные индуктивности соответственно статора и ротора; L_m – индуктивность намагничивания машины; M – электромагнитный момент двигателя; p_n – число пар полюсов двигателя; $\omega_{\text{эл}}$ – угловая электрическая скорость ротора; $\omega_{0\text{эл}}$ – угловая электрическая скорость поля статора.

Система (1), переписанная в относительных единицах, принимает вид:

$$\begin{cases} u_{sx*} = i_{sx*} R_{s*} + \frac{d\Psi_{sx*}}{d\tau} - \Psi_{sy*} \omega_{0\text{эл}*}; \\ u_{sy*} = i_{sy*} R_{s*} + \frac{d\Psi_{sy*}}{d\tau} + \Psi_{sx*} \omega_{0\text{эл}*}; \\ 0 = i_{rx*} R_{r*} + \frac{d\Psi_{rx*}}{d\tau} - \Psi_{ry*} (\omega_{0\text{эл}*} - \omega_{\text{эл}*}); \\ 0 = i_{ry*} R_{r*} + \frac{d\Psi_{ry*}}{d\tau} + \Psi_{rx*} (\omega_{0\text{эл}*} - \omega_{\text{эл}*}); \\ \Psi_{sx*} = L_{s*} i_{sx*} + L_{m*} i_{rx*}; \quad \Psi_{sy*} = L_{s*} i_{sy*} + L_{m*} i_{ry*}; \\ \Psi_{rx*} = L_{r*} i_{rx*} + L_{m*} i_{sx*}; \quad \Psi_{ry*} = L_{r*} i_{ry*} + L_{m*} i_{sy*}; \\ \mu = \frac{L_{m*}}{L_{r*}} (i_{sy*} \Psi_{rx*} - i_{sx*} \Psi_{ry*}), \end{cases} \quad (2)$$

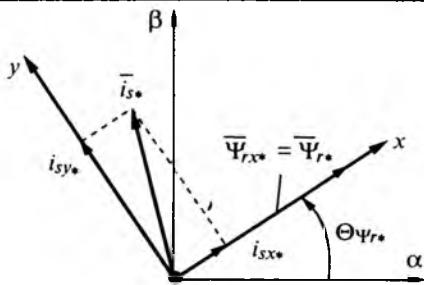


Рис.3. Векторная диаграмма токов и потокосцеплений при ориентации оси x по полю ротора

где τ – относительное время; μ – относительный момент.

Векторная диаграмма токов и потокосцеплений для случая ориентации по полю ротора приведена на рис.3. Для этого случая (в статическом режиме) справедливы условия:

$$\Psi_{rx*} = \Psi_{r*}; \quad \Psi_{ry*} = 0; \quad \frac{d\Psi_{ry*}}{d\tau} = 0. \quad (3)$$

Система (2) с учетом этих условий принимает следующий вид:

$$\begin{cases} u_{sx*} = i_{sx*} R_{s*} + \frac{d\Psi_{sx*}}{d\tau} - \Psi_{sy*} \omega_{0\text{эл}*}; \\ u_{sy*} = i_{sy*} R_{s*} + \frac{d\Psi_{sy*}}{d\tau} + \Psi_{sx*} \omega_{0\text{эл}*}; \\ 0 = i_{rx*} R_{r*} + \frac{d\Psi_{rx*}}{d\tau}; \\ 0 = i_{ry*} R_{r*} + \Psi_{r*} (\omega_{0\text{эл}*} - \omega_{\text{эл}*}); \\ \Psi_{sx*} = L_{s*} i_{sx*} + L_{m*} i_{rx*}; \quad \Psi_{sy*} = L_{s*} i_{sy*} + L_{m*} i_{ry*}; \\ \Psi_{rx*} = L_{r*} i_{rx*} + L_{m*} i_{sx*}; \quad 0 = L_{r*} i_{ry*} + L_{m*} i_{sy*}; \\ \mu = \frac{L_{m*}}{L_{r*}} i_{sy*} \Psi_{r*}. \end{cases} \quad (4)$$

После несложных математических преобразований получается результирующее математическое описание системы управления АД:

$$\begin{cases} \frac{1}{L_{m*}} = f(\Psi_{r\text{зад}*}); \quad i_{\mu\text{зад}*} = \frac{1}{L_{m*}} \Psi_{r\text{зад}*}; \\ i_{\mu\text{р*}} = \frac{1}{\chi_r} \int_0^\tau (i_{sx*} - i_{\mu*}) d\tau; \quad i_{sy\text{зад}*} = \mu_{\text{зад}} \frac{L_{r*}}{L_{m*} \Psi_{r\text{зад}*}}; \\ \omega_{sr*} = \frac{L_{m*}}{\chi_r} \frac{i_{sy\text{зад}*}}{\Psi_{r\text{зад}*}}; \quad \Theta_{sr*} = \frac{1}{\Theta_6} \int_0^\tau \omega_{sr*} d\tau; \\ \Theta_{\Psi_r*} = \Theta_{sr*} + \Theta_*, \end{cases} \quad (5)$$

где

$$i_{\mu r_*} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\Psi_{r_*}}{L_{m_*}} \quad (6)$$

— ток намагничивания ротора;

$$\chi_r = \frac{L_{r_*}}{R_{r_*}} \quad (7)$$

— безразмерная постоянная времени ротора;

$$\omega_{sr_*} = \omega_{0\text{эл}*} - \omega_{\text{эл}*} \quad (8)$$

— скорость скольжения ротора; Θ_* — электрический угол положения ротора; $\Theta_{\psi r_*}$ — электрический угол положения вектора потокосцепления ротора; Θ_{sr_*} — «угол скольжения».

Структурная схема системы, построенная на базе математического описания (5), приведена на рис.4.

Как видно из структурной схемы, в системе имеются контуры регулирования тока намагничивания ротора $i_{\mu r_*}$ (с регулятором PT_μ), составляющей тока статора по оси x (с регулятором PT_x), составляющей тока статора по оси y (с регулятором PT_y) и контур регулирования скорости (в регулятором PC).

Система может работать в двух основных режимах: регулирования скорости и регулирования момента. Переключение режимов работы осуществляется при помощи переключателя $SW1$. В зависимости от режима работы сигнал задания умножается на соответствующий масштабирующий коэффициент $K_{\text{зад}}$ или $K_{\mu\text{зад}}$ для получения сигналов задания собственно скорости либо момента.

В режиме регулирования скорости сигнал задания $\omega_{\text{зад}*}$ подается на вход контура скорости. ПИ-регулятор скорости PC имеет уровень насыщения, который определяет значение пускового момента. Этот уровень может настраиваться оперативно.

В режиме регулирования момента сигнал задания момента $\mu_{\text{зад}}$ выступает в роли переменного значения насыщения регулятора скорости, а задание скорости устанавливается максимальным и знак задания скорости определяется знаком заданного момента. Таким образом, обеспечивается режим ограничения скорости при работе с постоянным моментом.

Блок векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) формирует сигналы управления ключами инвертора по принципу ШИМ базовых векторов. Действующее значение фазного выходного напряжения инвертора, при котором сохраняется синусоидальная форма выходного

напряжения,

$$U_{\text{maxsin}} = \frac{1}{\sqrt{6}} U_{dc}. \quad (9)$$

В блоке векторной ШИМ применен оригинальный алгоритм, который обеспечивает:

- ограничение вектора заданного напряжения с сохранением неизменного значения составляющей $U_{x\text{зад}*}$, что позволяет выдерживать заданный поток ротора двигателя при работе на пределе запаса по напряжению;

- снижение искажений, вносимых «мертвым временем» в выходное напряжение инвертора.

Мертвое время, которое присутствует в сигнале управления силовыми ключами, вызывает искажение вектора выходного напряжения инвертора по сравнению с заданными значениями. Причем при реализации классической схемы векторной ШИМ [4], которая использует алгоритм с 6-ю рабочими секторами, эти искажения оказываются весьма существенными, а искажения по фазе выходного напряжения вызывают в замкнутых контурах регулирования токов возникновение релейного эффекта и автоколебаний. Поэтому в данной системе используется схема векторной ШИМ с 12-ю секторами, которая позволяет снизить эти искажения до допустимого уровня.

Блок коррекции обеспечивает независимость выходного напряжения силового инвертора от колебаний напряжения сети постоянного тока. Коррекция производится в функции текущего значения напряжения на звене постоянного тока U_{dc} согласно выражению:

$$U_{x,y*dc} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_{dc\text{max}}}{U_{dc}} U_{x,y*}. \quad (10)$$

Блок вычисления положения и скорости позволяет определять электрическое положение ротора и электрической скорости по импульсному датчику положения ротора. В нем применен оригинальный алгоритм определения скорости, позволяющий измерять электрическую скорость двигателя (при наличии датчика разрешением 10000 меток/полюсное деление) в диапазоне 1:10000 с точностью 0,1%.

Цепь «слива» обеспечивает рассеяние энергии, накапливающейся на конденсаторе фильтра в тормозных режимах, во внешний резистор, за счет чего обеспечивается возможность работы привода в этих режимах, а также возможность реверса и торможения привода с большим ускорением.

Нетрудно видеть, что математическое описание

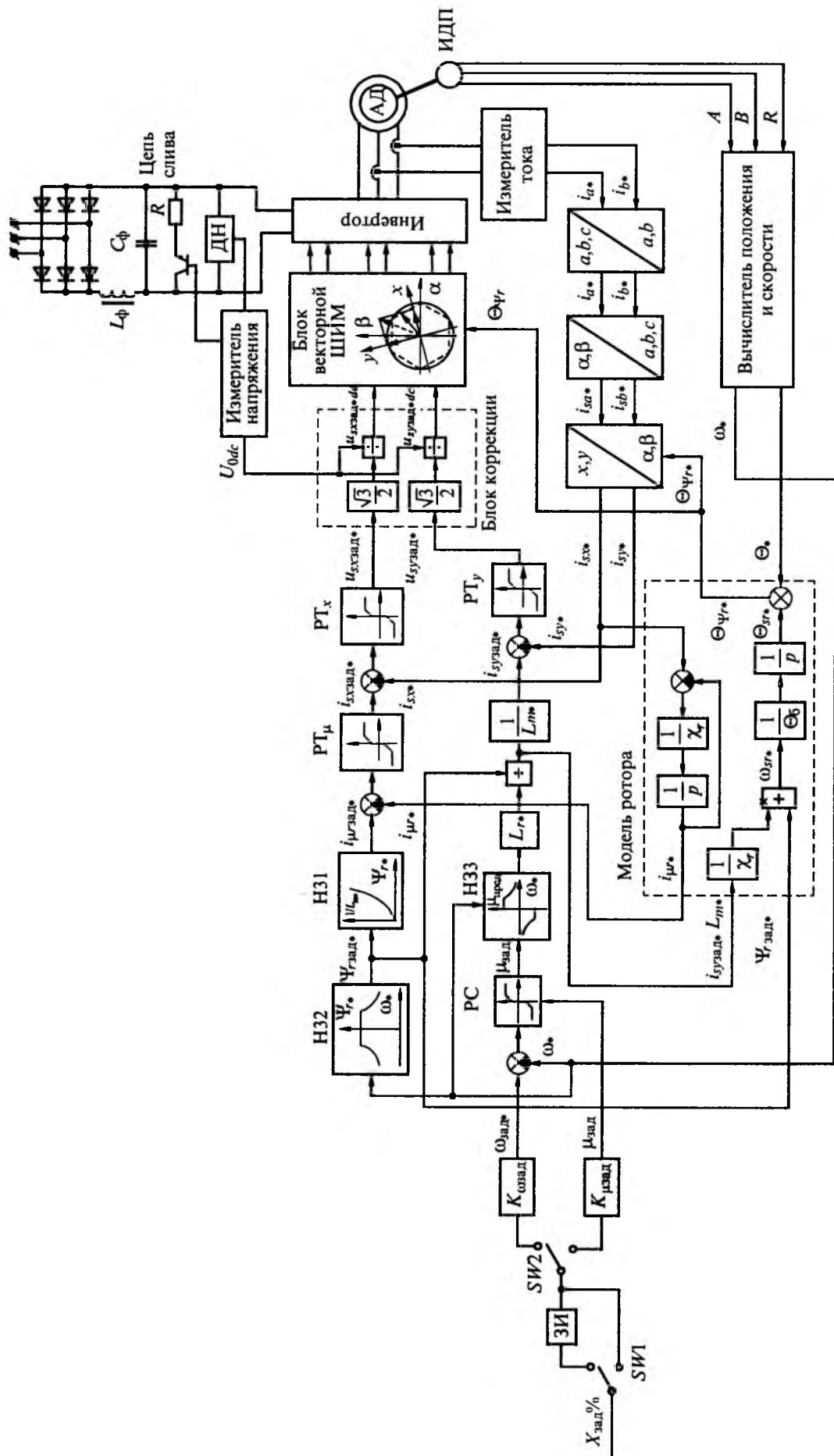


Рис.4. Структурная схема системы векторного управления АД

ние системы использует понятие индуктивности намагничивания L_{m^*} . На практике оказывается, что аппроксимировать реальную кривую намагничивания двигателя прямой линией, иначе говоря принять значение индуктивности намагничивания за постоянную величину, нельзя. Для нормального регулирования момента двигателя при изменении потока следует закладывать реальную кривую намагничивания. Всего в системе имеется три нелинейных звена.

H31 – кривая намагничивания машины. Представляет из себя зависимость обратного значения индуктивности намагничивания машины от заданного значения потокосцепления ро-

тора $\frac{1}{L_{m^*}}(\Psi_{зад^*})$. Из структурной схемы систе-

мы видно, что в математических вычислениях используется величина, равная обратной индуктивности L_{m^*} , поэтому целесообразно закладывать именно эту кривую.

H32 – зависимость потокосцепления ротора от частоты вращения $\Psi_{зад^*}(\omega_*)$. Это собственно характеристика ослабления поля в зависимости от текущей скорости двигателя.

H33 – зависимость предельного момента от ча-
стоты вращения $\mu_{пред}(\omega_*)$. Представляет собой кри-
вую ограничения заданного момента в зоне ослаб-
ления поля в зависимости от текущей скорости.

Система регулирования обеспечивает работу электропривода в двух зонах регулирования скоро-
сти. Эти зоны можно описать следующим об-

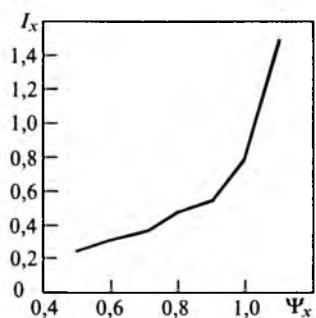


Рис.5. Кривая намагничивания машины

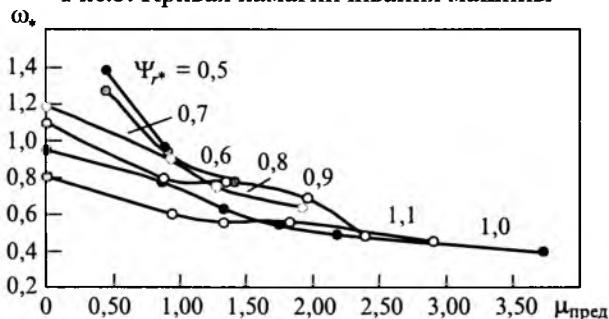


Рис.6. Семейство предельных механических ха-
рактеристик машины

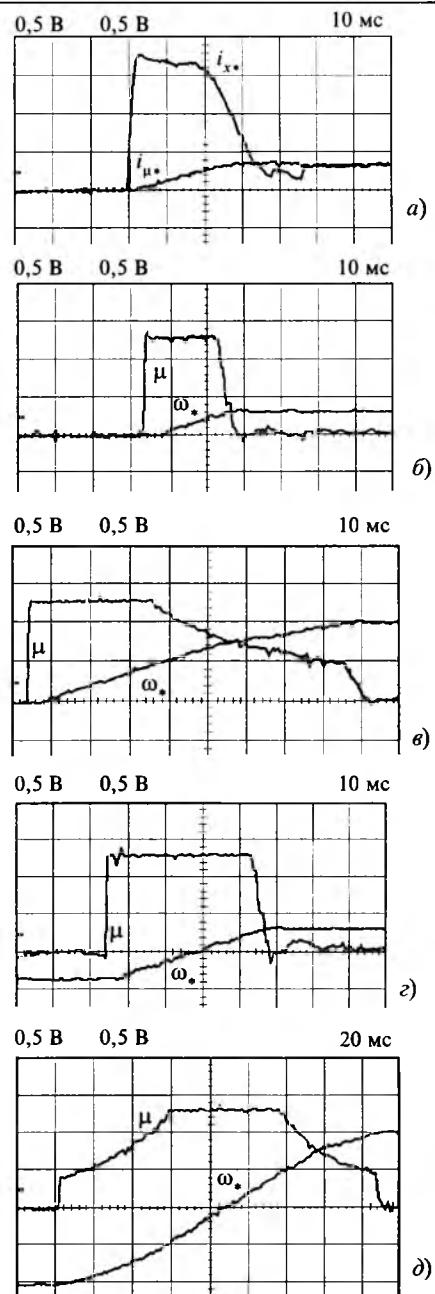


Рис.7. Результаты экспериментальных исследований системы:

a – диаграммы токов $i_{\mu*}$ и i_{x*} при подаче скачка задания потока (установка поля); *б* – диаграммы момента и скорости двигателя при разгоне на скорость $\omega_* = 0,5$ (разгон в первой зоне); *в* – диаграммы момента и скорости двигателя при разгоне на скорость $\omega_* = 1,5$ (разгон во второй зоне); *г* – диаграммы момента и скорости двигателя при реверсе со скорости $\omega_* = -0,5$ до скорости $\omega_* = 0,5$ (реверс в первой зоне); *д* – диаграммы момента и скорости двигателя при реверсе со скорости $\omega_* = -1,5$ до скорости $\omega_* = 1,5$ (реверс во второй зоне)

разом: в первой зоне (ниже номинальной скоро-
сти) происходит работа при постоянном (но-
минальном) потоке ротора и с постоянным пре-
дельным моментом (горизонтальные участки

кривых $H32$ и $H33$). Во второй зоне производится изменение (снижение) рабочего потока и предельно допустимого момента в функции скорости. Можно сказать, что во второй зоне производится регулирование с постоянной мощностью.

Кривые, заложенные в нелинейные звенья, определяются экспериментально, применительно к конкретной электрической машине. В рассматриваемой системе эти звенья реализуются программно в виде интерполяционных таблиц с переменным шагом.

Экспериментально определенная кривая намагничивания испытуемого двигателя заложенная в $H31$, приведена на рис.5. На рис.6 показано семейство предельных механических характеристик того же двигателя при различных значениях потока ротора. Исходя из этих характеристик формируются кривые, заложенные в $H32$ и $H33$.

Диаграммы, полученные в ходе испытаний системы, приведены на рис.7.

Разработанная и испытанная система двухзонного регулирования скорости асинхронного электропривода продемонстрировала возможности регулирования скорости и момента привода в широком диапазоне. Полоса пропускания контуров токов i_{x^*} и i_{y^*} составляет 400 Гц, а контура скорости – 60 Гц. Это позволяет говорить о высоких динамических показателях привода при работе в обеих зонах. Наличие контура тока намагничивания ротора позволяет формировать переходные процессы при регулировании пото-

ка ротора во второй зоне. Система автоматического ограничения момента обеспечивает устойчивую работу привода на высоких скоростях. Таким образом, данную систему управления можно использовать для асинхронных электроприводов с широким диапазоном регулирования скорости и высокими требованиями по динамике. Система управления, реализованная на базе ПЧ «Универсал», позволяет производить оперативную подстройку коэффициентов модели и регуляторов. Кроме того, ПЧ «Универсал» с контроллером «МК 9.1» представляет дополнительные возможности по вводу/выводу дискретных и аналоговых сигналов, что позволяет дополнить систему управления необходимым набором технологических защит и системами измерения и регулирования технологических переменных.

Список литературы

1. Кравчик А.Э. Асинхронные электродвигатели серии 4А: Справочник. М.: Энергоиздат, 1982.
2. Грибачёв С.А., Козаченко В.Ф. Новые микроконтроллеры фирмы Texas Instruments TMS320x24x для высокопроизводительных систем встроенного управления электроприводами//CHIP NEWS. 1998. № 11–12. С. 2–6.
3. Ключев В.И. Теория электропривода: Учеб. для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1998.
4. TMS320C24xDSP Controllers Reference Set. Vol. 2: Peripheral Library and Specific Devices, SPRU161B.

Чуев Павел Вячеславович – аспирант кафедры автоматизированного электропривода МЭИ. В 1999 г. окончил факультет ЭАПТ МЭИ.

Магнитно-импульсный способ разрушения сводов и очистки технологического оборудования от налипших материалов

ТЮТЬКИН В.А.

Рассмотрены преимущества магнитно-импульсного способа разрушения сводов и пути повышения его эффективности. Приведены результаты технологических испытаний в промышленных условиях.

В ряде отраслей промышленности, где производство связано с получением, переработкой и транспортировкой порошкообразных материалов, остро стоит вопрос о предотвращении налипания этих материалов на рабочие поверхности технологического оборудования в процессе эксплуатации. Работу оборудования осложняют

Advantages of the magnetic impulse method for arcs destruction as well as its effectiveness improvements are considered. Results of technological tests in industry conditions are presented.

такие нежелательные явления, как зависание материала в бункерах, циклонах, дозирующих устройствах, а также забивание выходных отверстий трубопроводов и устройств транспортирования. Все это вызывает аварийные ситуации и необходимость проведения частых чисток и моек оборудования, нарушают нормальное тече-

ние технологических процессов и, как следствие, ведет к снижению производительности оборудования и повышению себестоимости вырабатываемой продукции. Подобного рода проблемы возникают в пищевой, комбикормовой, строительной и других отраслях промышленности. Из всего многообразия устройств, применяемых для борьбы с налипанием порошкообразных материалов на внутренние поверхности технологического оборудования, можно выделить четыре основные группы: скребковые и щеточные механизмы, устройства для обработки поверхностей сжатым воздухом, электровибраторы и механизмы ударного типа (пневмо- и электромагнитные молотки). Однако все эти устройства имеют ряд недостатков. Скребковые и щеточные механизмы нарушают аэродинамику сушильных камер, ухудшают качественные показатели готового продукта из-за интенсивного механического воздействия на частицы и отличаются большим потреблением электроэнергии. Устройствам для обработки поверхностей сжатым воздухом присущи те же недостатки.

Широкое применение для борьбы со сводообразованием и налипанием находят механизмы ударного действия и электровибраторы, которые крепятся с внешней стороны очищаемых поверхностей и не влияют на аэродинамику потоков. Преимущество этих механизмов заключается в том, что их можно установить в любой точке конструкции, где существует опасность образования слоя налипших частиц, в том числе на циклоны, трубопроводы, бункера, разгрузочные устройства. Однако эти механизмы все же не удовлетворяют в полной мере необходимым требованиям, так как силу воздействия рабочего органа (молотка) приходится ограничивать из-за возможного механического повреждения материала очищаемой поверхности.

Одним из наиболее перспективных является использование магнитно-импульсного (индукционно-динамического) способа для разрушения сводов и очистки технологического оборудования, основанного на силовом воздействии импульсного магнитного поля на электропроводные материалы [1, 2]. По аналогии с электромагнитными устройствами очистки магнитно-импульсные установки относятся к устройствам ударного типа. Отличием магнитно-импульсного способа является возможность получения кратковременного импульса электромагнитной силы (1–5 мс) и регулирования его амплитуды при малом потреблении электроэнергии (менее 1 кВт·ч.). В то же время потребление электро-

энергии электромагнитными устройствами и электровибраторами составляет несколько киловатт в час, а длительность импульса силы достигает сотен миллисекунд. Поэтому не всегда удается получить высокие ускорения очищаемой поверхности в пределах зоны упругой деформации.

Широкое применение магнитно-импульсных установок в промышленности сдерживалось отсутствием научно обоснованных технических и технологических решений, связанных с разработкой и эффективным использованием указанных установок. В связи с этим задачи, решаемые в данной работе, являются актуальными.

Магнитно-импульсная установка (МИУ) состоит из индуктора 1, подключенного с помощью токоподвода к импульсному источнику питания 2 (рис.1). Индуктор представляет собой плоскую катушку индуктивности, залитую высокопрочным электроизоляционным материалом 4. Индуктор снабжен якорем 3, расположенным между индуктором и очищаемой поверхностью 5. Якорь выполнен из материала с высокой электропроводностью (как правило дюралюминия). Индуктор с якорем должны быть плотно прижаты к внешней стороне очищаемой поверхности. При пропускании через катушку импульсного тока в якоре наводятся вихревые токи и возникает электромагнитная сила взаимного отталкивания якоря и индукто-

ра, в результате чего якорь смещается в сторону очищаемой поверхности и сообщает ей упругие колебания. При этом поверхность с налипшим материалом приобретает знакопеременное ускорение, в результате чего адгезионные связи между слоем порошка и поверхностью разрушаются. МИУ производит эффективную



Рис.1. Конструктивная схема МИУ

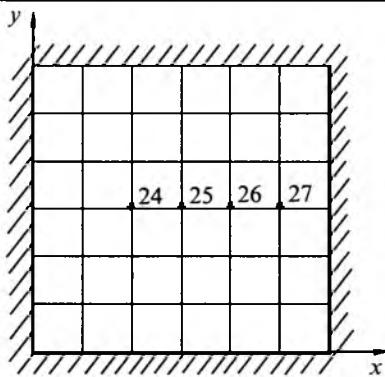


Рис.2. Расчетная схема участка очищаемой поверхности

очистку поверхности в зоне упругой деформации очищаемой конструкции и исключает повреждение очищаемого оборудования. Эффективность воздействия установки зависит от величины импульса силы. Чем выше импульс силы, тем выше КПД преобразования энергии импульсного источника питания.

Для эффективной очистки оборудования от налипшего материала и разрушения свода на стенку необходимо воздействовать импульсом силы, создающим максимальное перемещение и ускорение очищаемой поверхности, однако напряжения, возникающие при колебаниях поверхности, не должны превышать предела текучести материала стенки. Реальные объекты, на которых применяются МИУ в расчетном отношении можно разбить на сегменты, каждый из которых представляет собой поверхность, жестко закрепленную по периметру. На рис.2 приведена расчетная схема для сегмента квадратной формы со стороной 1,5 м и толщиной 4 мм, изготовленного из нержавеющей стали с жестко закрепленными краями. Уравнение равновесия в узловых точках имеет вид [3]:

$$M\ddot{\epsilon} + G\dot{\epsilon} + K\epsilon = Y, \quad (1)$$

где M – матрица масс; G – матрица демпфирования; K – матрица жесткости совокупности элементов; ϵ , $\dot{\epsilon}$, $\ddot{\epsilon}$ – соответственно векторы перемещений, скоростей и ускорений узлов; Y – матрица обобщенных сил в узловых точках.

Решение уравнения (1) производилось методом конечных элементов. Влияние амплитуды и длительности электромагнитной силы на перемещение центральной точки 25 (рис.2) сегмента при воздействии в его центре показано на рис.3 (кривые 1, 2, 3). Графики приведены для первого полупериода колебаний без учета внутреннего трения при одинаковых значениях полного импульса силы $S = 180$ Н·с. При этом реальная

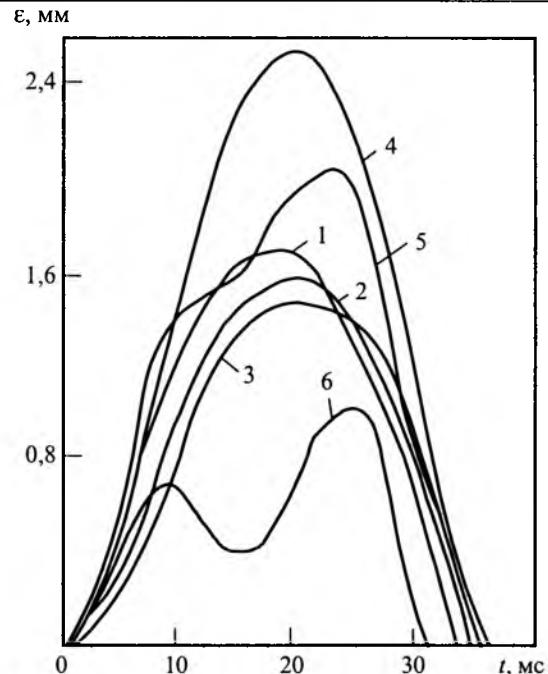


Рис.3. Изменение амплитуды колебаний точек очищаемой поверхности

форма импульса электромагнитной силы заменилась прямоугольной. Кривая 1 на рис. 3 соответствует амплитуде силы $F = 45$ кН и длительности $\tau = 4$ мс, кривая 2 – $F = 30$ кН, $\tau = 6$ мс; 3 – $F = 20$ кН, $\tau = 9$ мс. Такая замена позволяет существенно упростить процесс расчета и на полученные результаты практически не влияет, поскольку длительность импульса силы τ в большинстве практических случаев много меньше периода собственных колебаний T очищаемой поверхности. Из зависимостей 1–3 на рис.3 следует, что при одном и том же значении полного импульса силы увеличение амплитуды электромагнитной силы более чем в два раза приводит к незначительному возрастанию скоростей, ускорений и амплитуды колебаний точек очищаемой поверхности. Это подтверждает вывод о том, что при $\tau \ll T$ эффективность воздействия определяется в основном значением полного импульса силы. Верхний предел амплитуды F ограничивается пределом текучести материала стенки.

Представляет практический интерес исследование перемещений очищаемой поверхности при изменении точек приложения силы и одновременном импульсном воздействии в нескольких точках. На рис.3 приведены зависимости перемещений точек 25 (кривая 4), 26 (кривая 5) и 27 (кривая 6) при одновременном воздействии электромагнитной силы амплитудой $F = 30$ кН и длительностью $\tau = 6$ мс в точках 24 и 26. Ана-

лизируя полученные результаты, можно заключить, что требуемую амплитуду колебаний определенного участка очищаемой поверхности удается получить, производя одновременное воздействие импульсом необходимого значения на другие участки. Данное обстоятельство особенно важно при отсутствии возможности воздействия на данный конкретный участок, где происходит максимальное налипание материала, что часто имеет место при очистке реальных объектов технологического оборудования. Необходимо отметить, что расчеты, проводимые для конкретного технологического оборудования, позволяют повысить эффективность использования МИУ за счет оптимизации параметров импульса силы, точки приложения силы, частоты воздействия и других параметров, влияющих на происходящие в конструкции механические процессы.

Несмотря на простоту принципа действия МИУ, для них характерна сложная взаимосвязь между параметрами индукторской системы и емкостного накопителя энергии (ЕНЭ), при которых обеспечивается оптимальное преобразование энергии, запасенной в накопителе. Вопросам оптимизации параметров МИУ с ЕНЭ посвящено значительное количество публикаций применительно к индукционному ускорению проводников и магнитно-импульсной обработке металлов (МИОМ), где используются индукторы с однослойными обмотками. В [4] было показано, что за счет использования многослойных индукторов можно добиться существенного увеличения КПД преобразования энергии ЕНЭ.

На рис.4 приведены расчетные и экспериментальные (отмечены точками) результаты влияния количества слоев обмотки индуктора на импульс силы. Обмотка индуктора изготавлива-

лась из провода прямоугольного сечения марки ПСДК $0,9 \times 2,44$ мм², внешний радиус обмотки $r_1 = 39$ мм, внутренний $r_2 = 15$ мм, количество витков в одном слое $n = 21$. Напряжение ЕНЭ изменилось от $U_0 = 1000$ В до $U_0 = 2000$ В при емкости $C = 200$ мкФ. Из полученных результатов следует, что индуктор МИУ целесообразно выполнять многослойным с количеством слоев $2 \leq p \leq 5$. Такой индуктор, обладая повышенной индуктивностью и добротностью по сравнению с однослойными, позволяет обеспечить наиболее эффективное преобразование энергии источника, и значение импульса силы увеличивается на 40–100%. Приближенное значение полного импульса силы, действующего на очищающую поверхность, можно найти по формуле:

$$S = \frac{W_C L_1 A e^{-2Ax_0/D}}{D(R_0 + R_1 + R_2 e^{-2Ax_0/D})}, \quad (2)$$

где $W_C = CU_0^2/2$ – энергия, запасенная в емкостном накопителе; R_1 , R_2 , R_0 – активные сопротивления индуктора, якоря и соединительного кабеля соответственно; $D = r_1 + r_2$; $A = 2,3/\alpha^{0,326}$; $\alpha = (r_1 - r_2)/(r_1 + r_2)$; X_0 – эквивалентный зазор между индуктором и якорем; L_1 – индуктивность индуктора.

При эксплуатации МИУ в большинстве случаев индукторы находятся на значительном расстоянии от импульсного источника питания. Наличие протяженных передающих линий приводит к дополнительным потерям энергии и снижает эффективность работы установок. Так, амплитуда электромагнитной силы уменьшается более чем в 2 раза при длине соединительного кабеля $l = 20$ м по сравнению с $l = 0$, а значение полного импульса силы при этом снижается более чем в 3 раза. Основное влияние на снижение эффективности МИУ при увеличении длины соединительного кабеля оказывает его активное сопротивление из-за возрастания джоулевых потерь. Влияние собственной индуктивности кабеля при этом незначительно, поэтому нет необходимости использовать коаксиальный кабель, в отличие от установок МИОМ.

Были проведены технологические испытания разработанной МИУ [5] с параметрами ЕНЭ: $C = 2000$ мкФ, $U_0 = 1000$ В, $U_0 = 1200$ В, $U_0 = 1500$ В, $U_0 = 2000$ В. Испытания проводились на трех типах оборудования: бункерах склада бестарного хранения муки (БХМ), производственных бункерах и сушильных камерах. Бункеры на складе БХМ как правило заполнены мукой. В процессе выгрузки муки часто наблюдается сводообразование, в результате которого мука на шnek не поступает, что нарушает

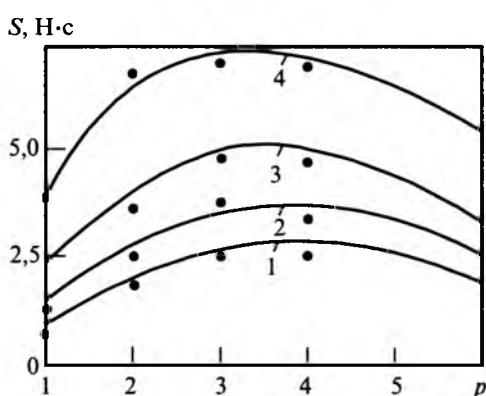


Рис.4. Зависимость импульса силы от количества слоев обмотки индуктора:

1 – $U = 1000$ В, 2 – $U = 1200$ В, 3 – $U = 1500$ В, 4 – $U = 2000$ В

нормальное течение основного технологического процесса. При оснащении склада БХМ МИУ удалось избежать указанных нежелательных явлений. При этом лишь необходимо правильно использовать МИУ. Воздействие исполнительных механизмов МИУ на стенку бункера должно производиться во время выгрузки муки, поэтому работу МИУ необходимо синхронизировать с двигателем привода шнека. В противном случае можно получить отрицательный эффект – уплотнение муки в бункере под воздействием импульсной нагрузки. Аналогичный алгоритм работы должен быть и на производственных бункерах. Испытания проводились в цехе по производству картофельных чипсов. В результате использования МИУ на бункерах подачи порошкообразной пищевой добавки налипание на стенки отсутствовало на всей внутренней поверхности бункера. До этого часто приходилось пользоваться ручным ударным инструментом.

В сушильных камерах, в частности при производстве сухого молока, технологический процесс длится несколько часов. Сухое молоко налипает на стенки сушильной камеры и возможно его пригорание, это ведет к браку. В отличие от рассмотренных двух случаев здесь срабатывание МИУ должно осуществляться в течение всего процесса сушки. Было установлено, что

оптимальным является срабатывание МИУ по круговому циклу с интервалом 30–40 с.

Список литературы

1. Анисимов Г.И. Импульсные способы зачистки остатков смерзшихся грузов//Промышленный транспорт. 1988. №2. С.22–25.

2. Кузнецов П.В., Толмачев Н.С., Харитонов В.Д. и др. Индукционно-динамическая система очистки сушильного оборудования//Молочная промышленность. 1989. №1. С. 25–26.

3. Головинский С.В., Секлетов С.В., Тютькин В.А. К расчету магнитно-импульсных установок для очистки технологического оборудования//Тез. докладов. Новые технологические процессы магнитно-импульсной обработки, оборудование и инструмент. Куйбышев, 1990. С.38–40.

4. Бондалетов В.Н., Тютькин В.А. Исследование индукционно-динамических систем с многослойными индукторами//Техническая электродинамика. 1981. №6. С. 51–57.

5. Леменчук А.Э., Тютькин В.А. Магнитно-импульсные установки для разрушения сводов и очистки поверхностей технологического оборудования//Пищевая промышленность. 1999. №10. С. 42–43.



Тютькин Владимир Александрович – старший научный сотрудник, начальник сектора ВНИЦ ВЭИ, канд. техн. наук. В 1974 г. окончил электротехнический факультет Чувашского ГУ. В 1981 г. защитил диссертацию по теме "Исследование и оптимизация процесса торможения проводников в сильном импульсном магнитном поле".

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Проявление статического эксцентрикситета ротора во внешнем магнитном поле электрических машин

ВОЛОХОВ С.А., канд.техн.наук, ДОБРОДЕЕВ П.Н., инж.

Внешнее магнитное поле электрических машин в значительной мере определяется различного рода несимметриями обмоток и магнитной системы. Это в первую очередь относится к многополюсным машинам, собственное магнитное поле которых имеет мультипольный характер, определяемый числом пар полюсов. Несимметрии нарушают этот мультипольный характер внешнего магнитного поля, вызывая спектр пространственных гармоник индукции, в том числе дипольную гармонику, спадающую с расстоянием от электрической машины наиболее медленно [1].

Одной из несимметрий, существенно влияющих на уровень внешнего магнитного поля электрических машин, является несимметрия основного воздушного зазора, вызванная, в частности, статическим эксцентрикситетом ротора. Статический эксцентрикситет ротора (рис.1) является наиболее часто встречающимся видом несимметрии в электрической машине. Причины его появления – неточность установки ротора относительно расточки статора и выработка подшипников в процессе эксплуатации [2].

Текущее значение воздушного зазора δ_0 при

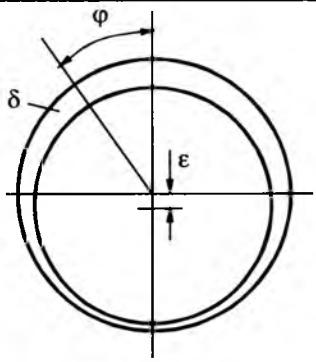


Рис.1

наличии статического эксцентризитета определяется выражением [2]:

$$\delta_\varphi = \delta_0(1 + \varepsilon \cos \varphi), \quad (1)$$

где δ_0 – воздушный зазор при симметричном положении ротора; ε – относительный эксцентризитет.

Текущее значение магнитной проводимости элемента воздушного зазора электрической машины [3]

$$\lambda_\varphi = \frac{\mu_0}{k_\delta k_\mu \delta_\varphi}, \quad (2)$$

где k_δ – коэффициент воздушного зазора (коэффициент Картера); k_μ – коэффициент, учитывающий насыщение зубцовой зоны.

С учетом (1) текущая магнитная проводимость может быть представлена в виде степенного ряда:

$$\lambda_\varphi = \lambda_0(1 - \varepsilon \cos \varphi + \varepsilon^2 \cos^2 \varphi - \varepsilon^3 \cos^3 \varphi + \dots), \quad (3)$$

где

$$\lambda_0 = \frac{\mu_0}{k_\delta k_\mu \delta_0} \quad (4)$$

– магнитная проводимость зазора при симметричном положении ротора.

Текущее значение магнитной индукции в зазоре машины

$$B_\varphi = F_\varphi \lambda_\varphi, \quad (5)$$

где F_φ – текущее значение магнитодвижущей силы.

Основная гармоника намагничивающей силы в машине постоянного тока

$$F_\varphi = F_0 \cos p\varphi, \quad (6)$$

в машине переменного тока

$$F_\varphi = F_0 \cos(\omega t + p\varphi). \quad (7)$$

Рассмотрим влияние статического эксцентризитета ротора на внешнее магнитное поле электрических машин на примере машины постоянного тока, для которой магнитная индукция в

зазоре при подстановке (6) в (5)

$$B = B_m \cos p\varphi (1 - \varepsilon \cos \varphi + \varepsilon^2 \cos^2 \varphi - \varepsilon^3 \cos^3 \varphi + \dots), \quad (8)$$

где $B_m = F_0 \lambda_0$ – максимальное значение основной гармоники магнитной индукции при симметричном положении ротора.

Воспользовавшись выражениями для $\cos^n \varphi$ и тем, что $\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta) = 2 \cos \alpha \cos \beta$, получим после преобразований (8) следующее выражение для магнитной индукции в воздушном зазоре машины:

$$\begin{aligned} B_\varphi &= B_m \cos p\varphi (1 + 0,5\varepsilon^2 + \dots) - \\ &- 0,5B_m \cos(p-1)\varphi \varepsilon (1 + 0,75\varepsilon^2 + \dots) - \\ &- 0,5B_m \cos(p+1)\varphi \varepsilon (1 + 0,75\varepsilon^2 + \dots) + \\ &+ 0,25B_m \cos(p-2)\varphi \varepsilon^2 (1 + \varepsilon^2 + \dots) + \\ &+ 0,25B_m \cos(p+2)\varphi \varepsilon^2 (1 + \varepsilon^2 + \dots) - \dots \end{aligned} \quad (9)$$

Анализ (9) показывает, что наличие статического эксцентризитета ротора приводит к появлению в зазоре электрической машины спектра гармоник магнитной индукции с порядком выше и ниже основной. Наиболее ярко выражены гармоники порядка $(p-1)$ и $(p+1)$. Чем больше отличие порядка гармоники от основной, тем меньше ее уровень, что связано с числовым коэффициентом при B_m и с возрастающей степенью относительного эксцентризитета, который всегда меньше единицы.

Появление спектра гармоник магнитной индукции в воздушном зазоре приводит к появлению аналогичного спектра во внешнем магнитном поле машины. Учитывая то обстоятельство, что индукция внешнего магнитного поля с удалением от источника спадает по закону [4]

$$B = \frac{1}{R^{n+2}}, \text{ где } n \text{ – порядок магнитного мульти-}$$

поля, на уровне основного внешнего магнитного поля машины порядка p можно пренебречь гармониками порядка $(p+k)$ в связи с их более быстрым спаданием. Можно также в (9) пренебречь составляющими в скобках с $\varepsilon^2, \varepsilon^4, \dots$, так как всегда $\varepsilon < 1$. Тогда радиальную индукцию внешнего магнитного поля машины можно записать в виде:

$$\begin{aligned} B_R &= B_0 \cos p\varphi - \varepsilon B_1 \cos(p-1)\varphi + \\ &+ \varepsilon^2 B_2 \cos(p-2)\varphi - \varepsilon^3 B_3 \cos(p-3)\varphi + \dots = \\ &= B_0 \cos p\varphi + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \varepsilon^n B_n \cos(p-n)\varphi. \end{aligned} \quad (10)$$

Для электрических машин переменного тока с учетом (7)

$$B_R = B_0 \cos(\omega t + p\varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \varepsilon^n B_n \cos[\omega t + (p-n)\varphi]. \quad (11)$$

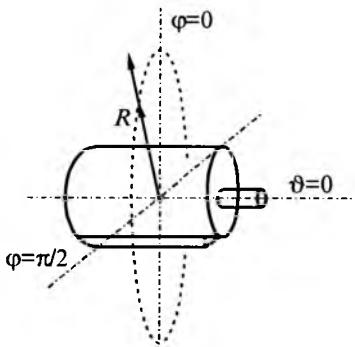


Рис.2

Привяжем сферические координаты к электрической машине, как показано на рис.2, и представим радиальную индукцию ее внешнего магнитного поля в виде ряда Гаусса [5]:

$$B_R = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{R^{n+2}} \sum_{m=0}^n (M_{gnm} \cos m\phi + M_{hnm} \sin m\phi) \times P_n^m(\cos \theta), \quad (12)$$

где R , ϕ , θ – сферические координаты точки определения индукции; M_{gnm} , M_{hnm} – коэффициенты, интерпретируемые, как магнитные моменты мультиполей; $P_n^m(\cos \theta)$ – присоединенные полиномы Лежандра.

Для простоты рассмотрения будем считать, что эксцентрикситет расположен по одной оси ($\phi = 0$), как изображено на рис.1. Тогда во внешнем магнитном поле рассматриваемой машины имеются только коэффициенты ряда M_{gnm} (далее индекс g опущен), и в плоскости основного магнитного потока машины (плоскость $\theta = \pi/2$) выражение для радиальной индукции примет вид:

$$B_R = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{R^{n+2}} \sum_{m=0}^n M_{nm} \cos m\phi P_n^m\left(\cos \frac{\pi}{2}\right) = \\ = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{R^{n+2}} \left[M_{n0} P_n\left(\cos \frac{\pi}{2}\right) + M_{nn} P_n^n\left(\cos \frac{\pi}{2}\right) \right]. \quad (13)$$

Рассмотрим влияние статического эксцентрикситета ротора на внешнее магнитное поле машин различной полюсности, ограничивая ряд (10), как указано ранее, членами с порядком $n \leq p$ и эксцентрикситетом ϵ в степени $k \leq 2$.

Для двухполюсной электрической машины ($p = 1$):

из (10) магнитная индукция внешнего магнитного поля машины:

$$B_R = B_0 \cos \phi - \epsilon B_1 + \epsilon^2 B_2 \cos \phi; \quad (14)$$

из (13) при $n = 1$ и 2 , $m = 0$ и 1 магнитная индукция внешнего магнитного поля

$$B_R = \frac{\mu_0}{4\pi R^3} M_{11} \cos \phi + \frac{\mu_0}{4\pi R^4} M_{20}. \quad (15)$$

Приравнивая правые части (14) и (15) с учетом метода разделения переменных, находим значения магнитных моментов:

$$M_{11} = \frac{4\pi R^3}{\mu_0} (B_0 + \epsilon^2 B_2); \quad M_{20} = -\frac{4\pi R^4}{\mu_0} \epsilon B_1. \quad (16)$$

Из анализа (16) следует, что статический эксцентрикситет у двухполюсной машины несколько увеличивает собственный магнитный момент (добавка пропорциональна ϵ^2) и приводит к появлению квадруполя M_{20} , радиальная компонента магнитной индукции которого в плоскости $\theta = \pi/2$ не зависит от координаты ϕ [4]. В целом влияние статического эксцентрикситета ротора на внешнее магнитное поле двухполюсной машины незначительно.

Для четырехполюсной машины ($p = 2$):

из (10) магнитная индукция внешнего магнитного поля

$$B_R = B_0 \cos 2\phi - \epsilon B_1 \cos \phi + \epsilon^2 B_2; \quad (17)$$

из (13) для $n = 1, 2$; $m = 0, 1, 2$ (дипольно-квадрупольная модель) магнитная индукция внешнего магнитного поля машины

$$B_R = \frac{\mu_0}{4\pi R^3} M_{11} \cos \phi + \frac{\mu_0}{4\pi R^4} M_{20} + \frac{3\mu_0}{4\pi R^4} M_{22} \cos 2\phi. \quad (18)$$

Приравнивая правые части (17) и (18), находим значения магнитных моментов:

$$M_{11} = \frac{4\pi R^3}{\mu_0} \epsilon B_1; \quad M_{20} = \frac{4\pi R^4}{\mu_0} \epsilon^2 B_2; \quad M_{22} = \frac{4\pi R^4}{\mu_0} B_0. \quad (19)$$

Из анализа (19) следует, что статический эксцентрикситет у четырехполюсной машины приводит к появлению магнитного диполя M_{11} , магнитный момент которого пропорционален ϵ , и осевого квадруполя M_{20} , магнитный момент которого пропорционален ϵ^2 . Собственный магнитный момент машины M_{22} при этом практически не изменяется. Так как внешнее магнитное поле магнитного диполя спадает наиболее медленно с удалением от машины, можно заключить, что статический эксцентрикситет оказывает существенное влияние на уровень внешнего магнитного поля четырехполюсной электрической машины, определяя ее внешнее магнитное поле на "далеких" расстояниях (вместе с другими несимметриями, вызывающими появление у четырехполюсной машины дипольного магнитного момента).

Для шестиполюсной машины ($p=3$):

из (10) магнитная индукция внешнего магнитного поля

$$B_R = B_0 \cos 3\varphi - \varepsilon B_1 \cos 2\varphi + \varepsilon^2 B_2 \cos \varphi;$$

из (13) для $n = 1, 2, 3; m = 0, 1, 2, 3$ (дипольно-квадрупольно-октупольная модель) индукция внешнего магнитного поля машины

$$\begin{aligned} B_R = & \frac{\mu_0}{4\pi R^3} M_{11} \cos \varphi + \frac{\mu_0}{4\pi R^4} M_{20} + \\ & + \frac{3\mu_0}{4\pi R^4} M_{22} \cos 2\varphi + \frac{15\mu_0}{4\pi R^5} M_{33} \cos 3\varphi. \end{aligned}$$

Отсюда

$$M_{11} = \frac{4\pi R^3}{\mu_0} \varepsilon^2 B_2; \quad M_{20} \approx 0; \quad M_{22} = -\frac{4\pi R^4}{3\mu_0} \varepsilon B_1;$$

$$M_{33} = \frac{4\pi R^5}{15\mu_0} B_0.$$

Из анализа полученных выражений следует, что статический эксцентрикситет у шестиполюсной машины приводит к появлению диполя M_{11} , магнитный момент которого пропорционален ε^2 , и магнитного квадруполя M_{22} , магнитный момент которого пропорционален ε . Собственный (октупольный) магнитный момент машины при этом практически не изменяется.

Таким образом, статический эксцентрикситет вызывает у электрических машин наиболее существенный с точки зрения внешнего магнитного поля магнитный диполь, магнитный момент которого пропорционален $M_d = \varepsilon^{p-1}$. Наиболее существенно это проявляется у четырехполюсных машин ($p = 2$).

Экспериментальная проверка влияния статического эксцентрикситета ротора была проведена на машине постоянного тока типа ММГ-1 с $2p = 4$ мощностью 45 кВт в режиме холостого хода. Статический эксцентрикситет создавался путем перестановки прокладок из электротехнической стали под противолежащими главными полюсами. Измерения магнитной индукции проводились в плоскости основного магнитного потока на расстоянии $R = 1,5$ м от оси вала машины. В качестве измерительного прибора использовался магнитометр с феррозондовым датчиком. Полученные зависимости магнитной индукции $B_R(\varphi)$ раскладывались в ряд Фурье и по значениям уровня первой гармоники по формуле (19) вычислялся магнитный момент диполя M_{11} .

На рис.3 приведена зависимость магнитной индукции $B_R(\varphi)$ при $\varepsilon = 0,3$ и ее составляющие

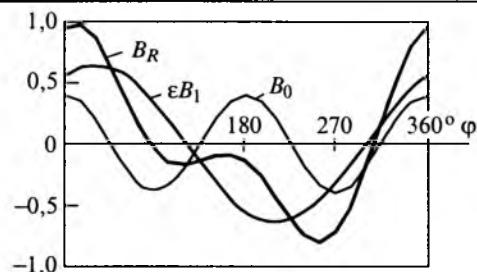


Рис.3

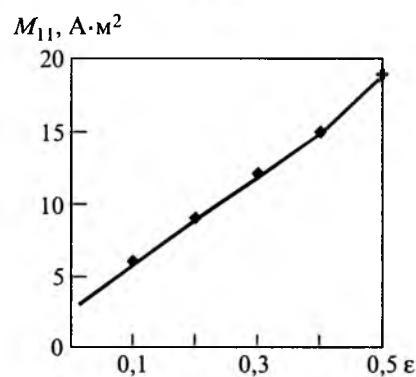


Рис.4

B_0 и εB_1 , составляющая $\varepsilon^2 B_2$ находится на уровне погрешности измерений.

На рис.4 приведена зависимость магнитного момента диполя от относительного эксцентрикситета $M_{11} = f(\varepsilon)$.

Результаты экспериментальной проверки подтверждают справедливость изложенного о влиянии статического эксцентрикситета ротора на внешнее магнитное поле электрических машин. Следует отметить, что влияние статического эксцентрикситета ротора на внешнее магнитное поле машин переменного тока аналогично его влиянию в машинах постоянного тока. Отличие связано в том, что магнитное поле в зазоре машин переменного тока вращается. Поэтому все магнитные индукции и магнитные моменты являются синусоидальными функциями времени. Сопоставление (10) и (11) для четырехполюсной машины показывает, что направление магнитного момента диполя, вызванного статическим эксцентрикситетом ротора, зависит от взаимного расположения полюсов и эксцентрикситета и определяется углом $\varphi_M = 2(\varphi_\varepsilon - \varphi_N)$, где φ_ε – направление эксцентрикситета и φ_N – направление северного полюса машины, ближайшего к направлению эксцентрикситета.

Учитывая то обстоятельство, что значительное число электрических машин выполняются с числом полюсов $2p = 4$ (например, машины постоянного тока средней мощности, турбогенераторы для атомных электростанций), наличие дипольной составляющей индукции в их внеш-

нем магнитном поле (дипольного магнитного момента) может служить диагностическим признаком статического эксцентризитета. Так как статический эксцентризитет как правило связан с выработкой подшипников и изменяется в процессе эксплуатации [2], мониторинг за изменением магнитного момента четырехполюсных машин позволит определить состояние выработки подшипников в процессе эксплуатации и своевременно принять решение о необходимости их замены или ремонта.

Выводы

1. Наличие статического эксцентризитета ротора приводит к появлению во внешнем магнитном поле многополюсных электрических машин пространственных гармоник, порядок которых ниже порядка основной пространственной гармоники и которые в значительной мере определяют уровень внешнего магнитного поля электрической машины.

2. Наибольшее влияние статический эксцентризитет оказывает на уровень внешнего магнитного поля четырехполюсных электрических машин.

3. Наличие дипольной составляющей индукции во внешнем магнитном поле четырехполюсных электрических машин и ее изменение в процессе эксплуатации может служить диагностическим признаком выработки подшипников.

Список литературы

1. Розов В.Ю. Математическая модель электрооборудования как источника внешнего магнитного поля // Техническая электродинамика. 1995. № 2. С.3–7.
2. Алексеев А.Е. Конструирование электрических машин. М.: Госэнергоиздат, 1958.
3. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1974.
4. Шимони К. Теоретическая электротехника. М.: Мир, 1964.
5. Волохов С.А., Добродеев П.Н., Ивлев Л.Ф., Кильдишев А.В. Пространственный гармонический анализ внешнего магнитного поля технического объекта//Техническая электродинамика. 1996. № 2. С.3–9

Определение основных параметров электромагнитного вентильно-индукторного двигателя¹

СМИРНОВ Ю.В., канд. техн. наук

Московский ГИУ

Представлена конструктивная схема перспективного вентильно-индукторного двигателя с многопакетным статором, в котором использован чисто электромагнитный принцип создания врачающего момента. Даны методика предварительного упрощенного определения основных параметров двигателя и получены выражения для расчета этих параметров. Доказано, что предлагаемый двигатель имеет высокий уровень среднего значения врачающего момента при его минимальных пульсациях, что обеспечивает отсутствие вибрации и акустического шума.

Традиционные вентильно-индукторные двигатели наряду с простотой конструкции, отсутствием обмоток на роторе и высоким КПД имеют существенные недостатки, основными из которых являются вибрация и акустический шум, что сдерживает широкое внедрение вентильно-индукторных электроприводов. Отличительными особенностями традиционных вентильно-индукторных двигателей являются однопакетная конструкция статора, неравенство чисел зубцов пакета статора и ротора и расположение катушек каждой фазы на диаметрально противоположных зубцах пакета статора. Функцион-

ирование двигателя осуществляется при последовательной коммутации фаз, по обмоткам которых проходят однополярные импульсы тока, причем возрастание индуктивности фазы вызывает врачающий момент, убывание индуктивности фазы – тормозной момент, а интенсивность изменения индуктивности фазы определяется частотой вращения ротора. При низком уровне частоты вращения ротора традиционных двигателей для ограничения значения тока используется широтно-импульсная модуляция, а при высоком уровне частоты вращения ротора обеспечение приемлемого значения врачающего момента осуществляется за счет опережающего включения фаз.

¹ Печатается в порядке обсуждения.

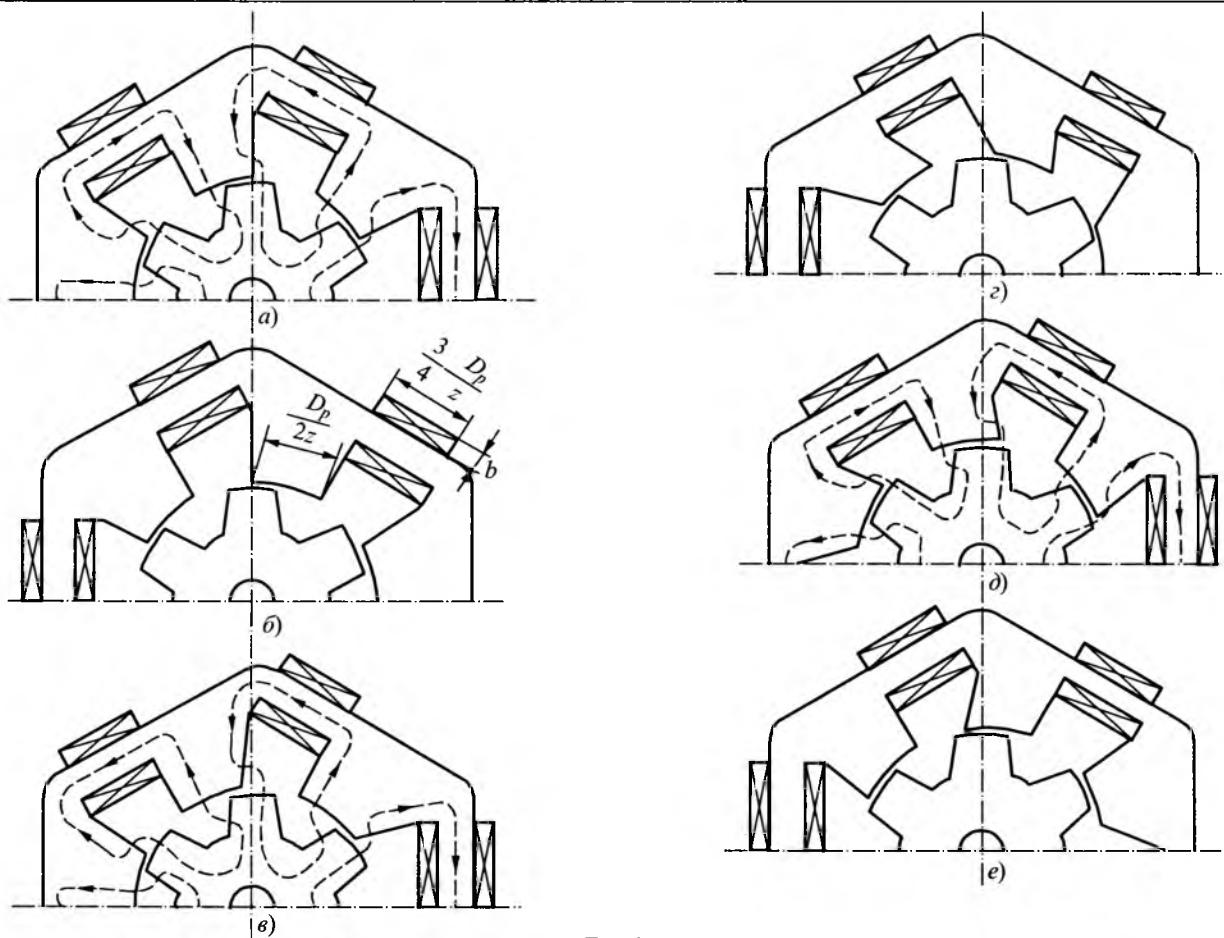


Рис.1

В [1] предложен электромагнитный вентильно-индукторный двигатель (ЭВИД), лишенный указанных недостатков традиционных двигателей. Отличительными особенностями ЭВИД являются m пакетов статора, где m – число фаз, равенство чисел зубцов пакетов статора и ротора, расположение катушек фаз на спинках пакетов статора и одновременное возбуждение всех зубцов пакета статора. В ЭВИД использован чисто электромагнитный принцип создания врачающего момента, при котором каждая фаза двигателя представляет собой многополюсный электромагнит, а электромагнитная связь между фазами отсутствует. На рис.1 представлена конструктивная схема ЭВИД с $m = 6$ и числом зубцов $z = 6$. Ширина пазов обмоток выполнена равной ширине полюсов, пазы каждого пакета статора расположены напротив полюсов предыдущего пакета, лобовые части катушек каждого последующего пакета расположены в промежутках между лобовыми частями катушек предыдущего пакета, что позволяет существенно сократить осевой габарит двигателя. Концы полюсов пакета статора являются зубцами, взаимодействующими в возбуждённом состоянии с зубцами ротора.

У ЭВИД принят алгоритм управления, при котором отключение фазы производится при достижении кромкой зубца ротора середины зубца пакета статора (рис.1, a), а включение фазы – соответственно при нейтральном положении зубцов ротора относительно полюсов пакета статора. На рис.1 показаны пути прохождения магнитных потоков при функционировании трёх фаз. Предполагаем, что за счёт использования конденсаторов, воспринимающих энергию магнитного поля отключаемых фаз, спадание тока каждой фазы до нуля обеспечивается форсированно при соосном расположении зубцов ротора и пакета статора. Например, может быть применена схема управления ЭВИД с двумя форсирующими конденсаторами, каждый из которых подключен к своей группе фаз [2]. При этом обеспечивается рекуперация энергии, а также форсировка тока во включаемой фазе. Регулирование частоты вращения ротора ЭВИД предлагается осуществлять за счет изменения питающего напряжения, что значительно упрощает систему автоматического управления.

Проектирование ЭВИД является многокритериальной задачей, базирующейся на неразрывно связанных между собой математических мо-

делях электромагнитных, теплофизических и электромеханических процессов. Для электрических машин с двойной зубчатостью магнитной системы, к которым относится ЭВИД, построение полной адекватной математической модели невозможно [3]. Теория и методика проектирования традиционных двигателей находится в стадии становления. В данной работе даётся лишь предварительное упрощённое определение основных параметров ЭВИД.

Расчет электромагнитных переходных процессов в вентильно-индукторных электроприводах связан с чрезвычайно большими трудностями и требует в качестве исходного материала наличие семейства кривых намагничивания в пределах изменения индуктивности от L_{\min} до L_{\max} , где L_{\min} и L_{\max} – минимальное и максимальное значение индуктивности катушки фазной обмотки. Статические характеристики намагничивания можно получить экспериментально при испытании реального двигателя или с существенной погрешностью аналитически при известных геометрических и электромагнитных параметрах двигателя. Точное определение траектории рабочей точки в области вышеуказанных кривых намагничивания практически невозможно. Поэтому в предлагаемой работе для получения чисто качественной картины электромагнитных и электромеханических процессов в ЭВИД и создания упрощенного приближенного метода определения основных параметров двигателя использован принцип аппроксимации ожидаемых зависимостей индуктивности фазы и фазного тока от угловой координаты поворота ротора.

Электромагнитный врачающий момент, создаваемый одной фазой ЭВИД, определяется выражением:

$$M_3(\alpha) = \frac{1}{2} i^2(\alpha) \frac{d[zL(\alpha)]}{d\alpha}, \quad (1)$$

где $i(\alpha)$ и $L(\alpha)$ – мгновенные значения тока фазы и индуктивности катушки фазной обмотки; α – координата поворота ротора; z – число зубцов пакетов статора и ротора.

Принимая параболический характер изменения индуктивности катушки фазной обмотки в диапазоне $L_{\min} < L(\alpha) < L_{\max}$ и учитывая, что индуктивность катушки максимальна при соосном расположении зубцов фазного пакета статора и зубцов ротора, получаем:

$$L(\alpha) = L_{\max} \left[\frac{1}{K_L} + \frac{2z}{\pi} (K_L - 1) \left(\alpha - \frac{z}{2\pi} \alpha^2 \right) \right], \quad (2)$$

где

$$L_{\max} \approx \frac{\pi \mu_0 w^2 D_p a}{2z\delta}; \quad (3)$$

$$K_L = \frac{L_{\max}}{L_{\min}}, \quad w \text{ – число витков катушки фазной}$$

обмотки; D_p – диаметр расточки; a – ширина фазного пакета статора; δ – длина воздушного зазора; $4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная проницаемость воздуха.

Зависимости $i(\alpha)$ в включенной и в отключенной фазных обмотках аппроксимируем соответственно выражениями:

$$i(\alpha) = I_m \sqrt{\frac{2z}{\pi}} \alpha \quad \text{при } 0 < \alpha < \frac{\pi}{2z}; \quad (4)$$

$$i(\alpha) = 2I_m \left(1 - \frac{z}{\pi} \alpha \right) \quad \text{при } \frac{\pi}{2z} < \alpha < \frac{\pi}{z}. \quad (5)$$

Здесь I_m – максимальное значение фазного тока.

При включенной фазной обмотке из выражения (1) с учетом (2)–(4)

$$M_3(\alpha) = \frac{(K_L - 1)\mu_0 z^2 D_p a (I_m w)^2}{\pi \delta} \times \\ \times \left(\alpha - \frac{z}{\pi} \alpha^2 \right) \quad \text{при } 0 < \alpha < \frac{\pi}{2z}. \quad (6)$$

Максимальный врачающий момент фазы

$$\text{при } \alpha = \frac{\pi}{2z}$$

$$M_{3m} = \frac{K_L - 1}{4} \frac{\mu_0 z D_p a (I_m w)^2}{\delta}. \quad (7)$$

Для относительного значения фазного врачающего момента при включенной фазной обмотке в соответствии с (6) и (7) получим:

$$\frac{M_3}{M_{3m}} = \frac{4z}{\pi} \left(\alpha - \frac{z}{\pi} \alpha^2 \right) \quad \text{при } 0 < \alpha < \frac{\pi}{2z}. \quad (8)$$

При отключенной фазной обмотке из выражения (1) с учетом (2), (3) и (5)

$$M_3(\alpha) = \frac{2(K_L - 1)\mu_0 z D_p a (I_m w)^2}{\delta} \times \\ \times \left(1 - \frac{z}{\pi} \alpha \right)^3 \quad \text{при } \frac{\pi}{2z} < \alpha < \frac{\pi}{z}. \quad (9)$$

Для относительного значения фазного врачающего момента при отключенной фазной обмотке из (7) и (9) найдем:

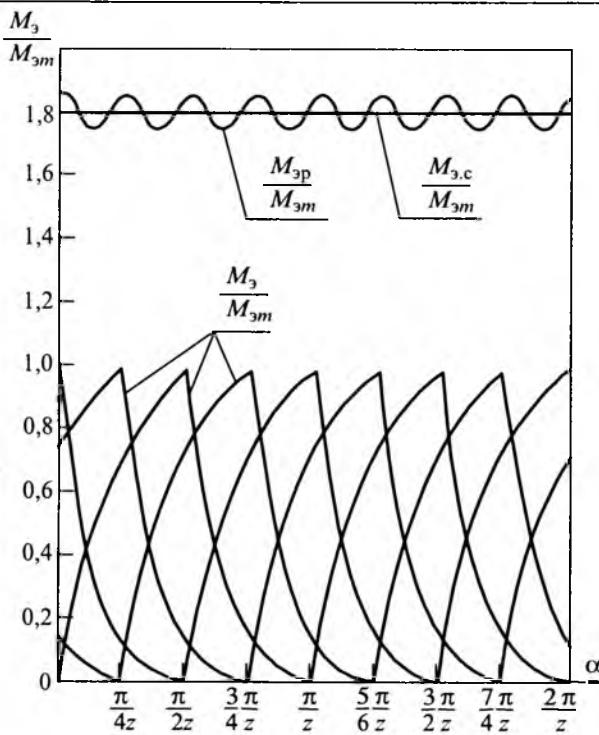


Рис.2

$$\frac{M_3}{M_{3m}} = 8 \left(1 - \frac{z}{\pi} \alpha\right)^3 \quad \text{при } \frac{\pi}{2z} < \alpha < \frac{\pi}{z}. \quad (10)$$

На рис.2 показаны рассчитанные по выражениям (8) и (10) зависимости $\frac{M_3}{M_{3m}}(\alpha)$ функционирующих фаз ЭВИД при изменении координаты поворота ротора в диапазоне $0 < \alpha < \frac{2\pi}{z}$, а также результирующая зависимость $M_{3,p}/M_{3m}$ и относительное значение среднего электромагнитного вращающего момента двигателя $M_{3,c}/M_{3m}$. Представленные на рис.2 графики подтверждают высокий уровень среднего значения электромагнитного вращающего момента двигателя и практически отсутствие колебаний электромагнитного вращающего момента, а следовательно, вибрации и акустического шума. Среднее значение электромагнитного вращающего момента ЭВИД

$$M_{3,c} = K_c M_{3m}, \quad (11)$$

где K_c – коэффициент, зависящий от числа фаз двигателя, при $m = 6$ $K_c = 1,8$.

Максимальное значение намагничивающей силы катушки фазной обмотки из (7) с учетом (11) равно:

$$I_m w = \sqrt{\frac{4}{K_L - 1} \frac{\delta M_{3,c}}{\mu_0 K_c z D_p a}}. \quad (12)$$

Используя метод Ротерса, для максимального значения намагничивающей силы катушки фазной обмотки в момент ее отключения (рис.1,*a*) получаем:

$$I_m w \approx \frac{2\delta B_m}{\xi \mu_0}, \quad (13)$$

где B_m – максимальное значение магнитной индукции в зубце фазного пакета статора; $\xi = 1,2 \div 1,3$ – коэффициент, характеризующий картину магнитного поля в рабочих воздушных зазорах.

Сопоставляя (12) и (13), для определяющего геометрического фактора фазного пакета статора находим:

$$D_p a \approx \frac{\xi^2 \mu_0 M_{3,c}}{(K_L - 1) K_c z \delta B_m^2}. \quad (14)$$

Площадь поперечного сечения катушки фазной обмотки можно представить в виде:

$$Q_k = \frac{3\pi D_p b}{4z} = \frac{I_m w}{K_{30} \Delta_m}, \quad (15)$$

где b – ширина катушки (рис.1,*b*); K_{30} – коэффициент заполнения катушки активным материалом; Δ_m – максимальное значение плотности тока в фазной обмотке.

Из выражения (15) с учетом (13) определяющий геометрический фактор катушки фазной обмотки

$$\frac{b}{a} = \frac{8\delta z B_m}{3\pi K_{30} \xi \mu_0 \Delta_m D_p a}. \quad (16)$$

Значения длины активных зон статора и ротора ЭВИД соответственно равны:

$$L_c = a \left[m + (m+1) \frac{b}{a} \right]; \quad (17)$$

$$L_p = a \left[m + (m-1) \frac{b}{a} \right]. \quad (18)$$

"Геометрия" ЭВИД определяется соотношением:

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{L_p}{D_p} = \frac{a}{D_p} \left[m + (m-1) \frac{b}{a} \right] = \\ &= m \frac{a}{D_p} + (m-1) \frac{8\delta z B_m}{3\pi K_{30} \xi \mu_0 \Delta_m D_p^2}. \end{aligned} \quad (19)$$

Выбор геометрического фактора двигателя λ зависит от режима его работы, а также значения номинальной частоты вращения ротора. Повышение значения диаметра ротора значи-

тельно увеличивает его момент инерции, что существенно снижает допустимую частоту включений двигателя. Вращающий момент ЭВИД в соответствии с выражениями (7) и (11) пропорционален числу зубцов и квадрату максимального значения намагничивающей силы. Увеличение числа зубцов возможно только при снижении номинальной частоты вращения ротора, обеспечивающем требуемый для функционирования двигателя график электромагнитных переходных процессов. Повышение же максимального значения намагничивающей силы катушек фазных обмоток в соответствии с (13) ограничивается допустимым значением магнитной индукции в зубцах пакетов статора.

Проектирование ЭВИД затруднительно из-за сложности электромагнитных переходных процессов при изменяющихся электромагнитных

параметрах, а также сложности теплового расчета при переменных теплофизических параметрах. Полученные в данной работе выражения для основных параметров ЭВИД позволяют произвести ориентировочный расчет двигателя, например, при проектировании экспериментального образца. Испытания экспериментального образца ЭВИД позволят уточнить основные параметры двигателя с целью их оптимизации.

Список литературы

1. Смирнов Ю.В. Электромагнитный вентильно-индукторный двигатель//Электротехника. 2000. № 3.
2. Афонин А.А., Билозор Р.Р., Гребенников В.В., Кацалап С.М. Управление линейным движением электромагнитного модуля роботов. Киев: Изд. АН УССР, 1983.
3. Иванов-Смоленский А.В., Кузнецов В.А. Универсальный численный метод моделирования электромеханических преобразователей и систем//Электричество. 2000. № 7.

ИЗОЛЯЦИОННАЯ ТЕХНИКА

Деформационные характеристики полипропиленовой пленки и термостабильность конденсаторной изоляции на её основе

ЖУРАВЛЕВ С.П., ЖУРАВЛЕВА Н.М., ПОЛОНСКИЙ Ю.А.

Представлены результаты изучения старения пропитанной полипропиленовой пленки (ПП) обычной и модифицированной структуры, используемой в силовых конденсаторах. Обсуждение полученных результатов проведено с учетом влияния взаимодействия между ароматической пропиткой и ПП. Установлена тесная связь между механическими свойствами полипропиленовой пленки и электрофизическими характеристиками диэлектрической системы.

Как известно [1], конденсаторы, предназначенные для повышения коэффициента мощности электроустановок переменного тока промышленной частоты (так называемые косинусные), относятся к энергосберегающему оборудованию и по объему производства занимают первое место среди общего выпуска силовых конденсаторов (СК). Оптимальной электроизоляционной системой (ЭИС) для указанных СК признана композиция ПП-ФКЭ (т.е. полипропиленовая пленка, пропитанная фенилксилилэтаном). Однако эта система имеет все же недостаточную

The results of ageing tests of impregnated power capacitor polypropylene film (PP) with modified and unmodified structure are presented in this paper. Discussion is allowed for the effect of interaction between the impregnating aromatic fluid and PP. It was revealed that the mechanical properties of PP film and electrophysical characteristics of dielectric systems are closely connected.

стабильность электрофизических характеристик. Действительно, хотя начальные частичные разряды при эксплуатации подобной ЭИС имеют тенденцию к быстрому затуханию вследствие высокой газостойкости ароматической пропитывающей жидкости (ФКЭ), тем не менее весьма существенным недостатком композиции является взаимная растворимость её компонентов, предопределенная их химическим составом [2]. Как следствие, наблюдаются необратимые структурные изменения полипропиленовой пленки, влекущие за собой снижение её элект-

рофизических характеристик, а также рост тангенса угла диэлектрических потерь ($\operatorname{tg}\delta$) пропитывающей жидкости, обусловленный десорбцией из полимера (вместе с аморфной составляющей) содержащихся в нем ионов металлов, ионогенных примесей и загрязнений [2]. Причем чем больше степень ароматичности (K_a , %) пропитывающей жидкости (определенная отношением количества атомов углерода, входящих в ароматическую составляющую жидкого диэлектрика, к общему числу атомов углерода в его молекуле), тем сильнее ее взаимодействие с пленкой [3]. Этот тезис иллюстрирует рис. 1, на котором приведена зависимость коэффициента дестабилизации D (представляющего собой отношение $\operatorname{tg}\delta$, измеренного при 100°C, жидкого диэлектрика после термостарения в контакте с полимерной пленкой к аналогичной характеристике жидкости, состаренной в идентичных условиях без полимера) от K_a . Однако именно ароматическое строение обеспечивает повышенную газостойкость пропитывающего состава. Выход из казалось бы безнадежной ситуации заключается в структурной модификации пленки. Как показано в [2, 4–7], интенсивность термоактивационного взаимодействия диэлектрической пленки и пропитывающей жидкости во многом зависит от морфологических особенностей полимера. Дело в том, что хотя конденсаторную пленку производят из изотактического высококристаллического полипропилена, структурно полимерный диэлектрический материал представляет собой сложную систему плотно упакованных, преимущественно сферолитных кристаллических образований и менее плотных аморфных участков. Причем через аморфные области проходит не более 50% макромолекул,

задействованных в сферолите [8]. Так как кристаллические области ПП значительно устойчивее к воздействию жидкой среды, чем более рыхлые – аморфные, то их расположение по объему пленки оказывается на термостабильности изоляции в целом. Так, весьма эффективным способом замедления процессов термоактивационного взаимодействия ПП с пропитывающей жидкостью представляется структурная модификация пленки путем формирования у её поверхности высокоплотного транскристаллического слоя (ТКС), препятствующего проникновению жидкого диэлектрика в объем полимерного материала. Т.е. чисто технологическими методами можно обеспечить требуемую морфологию пленки в процессе её изготовления, тем самым повысив работоспособность компонентов электроизоляционной системы силовых полипропиленовых конденсаторов с экологически чистой газостойкой пропиткой при эксплуатации. Однако, с другой стороны, структурные особенности полимера во многом определяют и его механические свойства. Поэтому можно ожидать взаимосвязи деформационных характеристик ПП пленки в исходном состоянии с кинетикой электрофизических характеристик компонентов ЭИС.

Для проверки указанного предположения были выбраны две (№ 1 и № 2) конденсаторные полипропиленовые пленки средней толщиной 0,01 мм различной морфологии. Последнее было обеспечено применением различных технологических процессов при изготовлении плёнок. Проводились механические испытания, позволяющие анализировать предрасположенность полимерного материала к различного рода деформациям. В качестве исследуемой характеристики рассматривалось относительное удлинение образца при одноосном растяжении до разрыва под действием статической нагрузки (ϵ_p , %), представляющее собой отношение приращения расчетной длины образца после разрыва (Δl , мм) к его первоначальной длине (l , мм).

Испытания проводились на разрывной машине Шоппера с прямоугольными зажимами, расстояние между которыми равнялось 100 мм. В соответствии с ГОСТ 14236-81 исследуемые образцы имели форму прямоугольных полос шириной 15 мм, длиной 150 мм.

Так как на результаты испытаний тонких полимерных материалов помимо их морфологических особенностей значительное влияние оказывают разнообразные локальные дефекты и экспериментальные погрешности [8, 9], то для получения достоверной информации необходимо

Д, о.е.

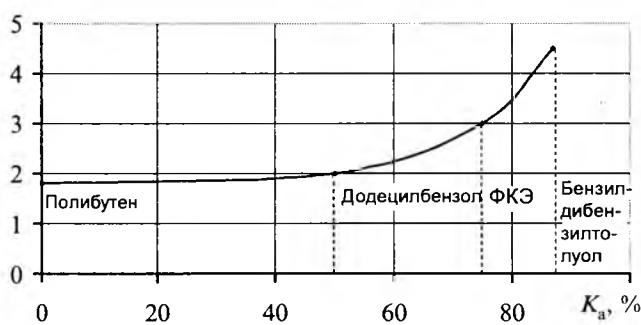


Рис.1. Зависимость коэффициента дестабилизации D полипропиленовой пленки от степени ароматичности K_a пропитывающих жидкостей (ПП пленка ТУ 619-051-615-87)

мы более точные методы статистической обработки, чем традиционно используемые. Поэтому при изучении относительного разрывного удлинения ПП пленок (№ 1 и № 2) в исходном состоянии испытывалось по 100 образцов на каждую пленку с последующей обработкой полученных результатов путем построения полигонов частот реализации конкретных значений ε_p [9], цель которой – показать, что природа изменения исследуемой характеристики обусловлена структурой полимера, а не случайными факторами. Согласно [9] 100 образцов являются тем оптимальным количеством, которое необходимо испытать для получения полного представления об изучаемом деформационном параметре полимерной пленки. Суть метода применённой статистической обработки состоит в следующем. Пусть проведено N испытаний исследуемого параметра (в данном случае – относительного разрывного удлинения ПП пленки) в идентичных условиях и получено N конкретных значений ε_p : X_1, X_2, \dots, X_N . На основе полученных результатов строится вариационная диаграмма $X_{(\min-\max)} = f(n)$, где значения ε_p располагаются в порядке возрастания в виде вариационного ряда $X_{(1)} \leq X_{(2)} \leq \dots \leq X_{(N)}$. Здесь $X_{(1)} = \min(X_1, \dots, X_N)$; $X_{(N)} = \max(X_1, \dots, X_N)$; n – порядковый номер ($1-N$) образца данной серии испытаний.

Для построения полигона частот реализации исследуемого параметра числовая ось (в данном случае – ось абсцисс) разбивается на непересекающиеся интервалы одинаковой длины $h = R_N/R$, где $R_N = X_N - X_1$ – размах вариационного ряда; $R = 3,21\lg N + 3$ – оптимальное число интервалов – определяется эмпирическим соотношением, полученным на основе практики статистической обработки [9].

По оси ординат откладывают высоту v/Nh , где v – число элементов вариационного ряда, попавших в данный интервал h . Каждое значение высоты соответствует середине интервала h .

На рис.2 и 3 приведены вариационные диаграммы и полигоны частот ε_p исследуемых полипропиленовых пленок. Как видно из рис.2, для образцов ПП (пленка № 1) отмечается значительный разброс значений ε_p : 7–36%, в то время как пленка № 2 характеризуется узким диапазоном изменения относительного разрывного удлинения 7–10%. Если каждый горизонтальный участок ("полочек") вариационного ряда рассматривать как признак наличия особенностей микро- и макроструктуры полимера, то полигоны частот (рис.3), более наглядно иллюстриру-

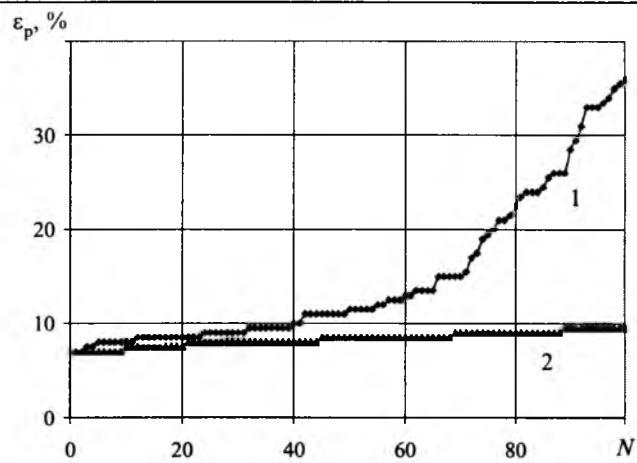


Рис.2. Вариационные ряды относительного разрывного удлинения:

1 – пленка № 1; 2 – пленка № 2

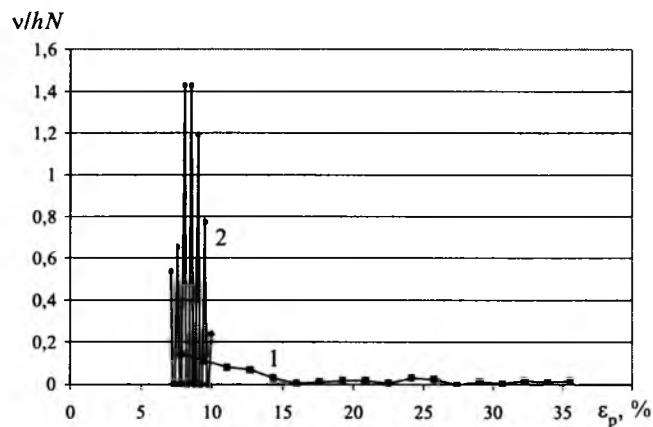


Рис.3. Полигоны частот реализации значений относительного разрывного удлинения:

1 – пленка № 1; 2 – пленка № 2

ющие интенсивность появления конкретных значений ε_p , позволяют констатировать существенные различия в морфологии исследуемых ПП пленок: спектр значений относительного разрывного удлинения образцов пленки № 1 (рис.3, кривая 1) широко размыт, тогда как для пленки № 2 (рис.3, кривая 2) наблюдаются четко выраженные полосы реализации ε_p .

При анализе полученных результатов необходимо учесть следующие факты:

1. Механическая прочность и деформационные свойства ориентированных пленочных диэлектриков во многом определяются количеством и особенностями именно аморфных включений (т.е. межсферолитным пространством), которые в определенной степени индивидуальны для каждого фрагмента материала и характеризуются большими относительными удлинениями при деформации растяжения.

2. Помимо своеобразия надмолекулярной структуры на электрофизические свойства диэ-

лектрических полимерных пленок существенно влияет дискретный набор микро- и макродефектов (нарушения при формировании кристаллических образований, границы раздела сферолитов, неравномерность плотности упаковки макромолекул, субмикротрешины, инородные включения и т.д.), характер которого случаен и непредсказуем.

3. Однако объем выборки (100 образцов на пленку) позволяет утверждать, что экспериментальные результаты обусловлены именно морфологией материала.

Исходя из изложенного, можно предположить, что в пленке № 1 имелись сквозные аморфные включения (которые и обеспечивали значительное разрывное удлинение образцов при растяжении), отсутствующие в пленке № 2. Последняя, по-видимому, отличалась наличием своеобразного кристаллического "каркаса", подобного модифицированной полипропиленовой пленке с поверхностным транскристаллическим слоем (ТКС), подробно рассмотренной в [2, 4–7, 10].

Далее для проверки предположения о взаимосвязи исходных характеристик полимера с термостабильностью электрофизических свойств компонентов ЭИС проводилось термостарение (при температуре 100°C) полипропиленовых пленок (№ 1 и № 2) в среде ФКЭ, в ходе которого определялись значения их кратковременной электрической прочности ($E_{\text{пр}}$, кВ/мм), а также коэффициент относительного светопропускания ($K_{\text{o.c.}}$, %) пропитывающей жидкости. $E_{\text{пр}}$ ПП пленок оценивалась, как отношение напряжения пробоя ($U_{\text{пр}}$, кВ) к средней толщине диэлектрика в исходном состоянии. $U_{\text{пр}}$ измерялось на переменном токе промышленной частоты с помощью высоковольтной пробивной установки УПУ-10, обеспечивающей плавный подъем напряжения со скоростью 0,067 кВ/с и регистрацию его значения в момент пробоя. Образец пленки размером 40×40 мм извлекался из ФКЭ и закреплялся в металлические пальцы (диаметром 20 мм) с целью получения требуемого натяжения полимерного материала. Точечный контакт образца с верхним электродом – шариком диаметром 6 мм – достигался за счет поступательного движения вверх нижнего плоского электрода, на который предварительно устанавливалась фольгированная резиновая прокладка. $E_{\text{пр}}$ каждой пленки рассчитывалось на основе измерения $U_{\text{пр}}$ десяти образцов (по одному пробою на образец), после чего полученные результаты обрабатывались стандартными статистическими методами. На рис.4 представлены ки-

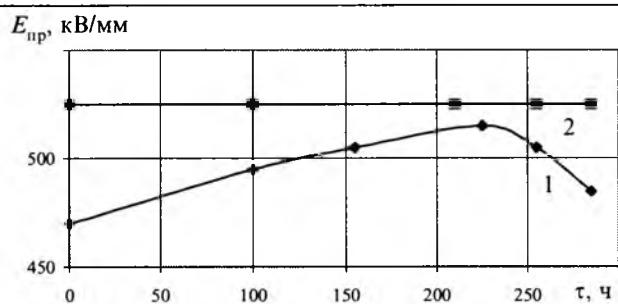


Рис.4. Зависимости $E_{\text{пр}}$ полипропиленовой пленки от времени термостарения в среде ФКЭ:

1 – пленка № 1; 2 – пленка № 2

нетические зависимости средних значений $E_{\text{пр}}$ исследуемых диэлектриков, из которых видно, что в исходном состоянии электрическая прочность пленки № 1 в среднем на 10% ниже, чем $E_{\text{пр}}$ пленки № 2. Это может быть следствием упрочненной структуры последней. В процессе термостарения наблюдается постепенный рост электрической прочности пленки № 1 (который можно объяснить проникновением жидкости в полимер и "заливанием" его дефектов) с последующим (через 225 ч термостарения) её снижением. Так как ПП и ФКЭ взаиморастворимы, то указанный факт может быть связан с набуханием, а затем и растворением аморфных составляющих полимера. Характер зависимости $E_{\text{пр}}$ от времени термостарения ПП пленки № 2 свидетельствует о ее повышенной (по сравнению с ПП № 1) термоустойчивости: за время испытаний изменения электрической прочности пленки практически не зафиксировано. Иными словами, можно предположить, что значимое взаимодействие компонентов отсутствовало.

Этот вывод был подтвержден результатами определения коэффициента относительного светопропускания ФКЭ. Указанный параметр, измеренный на длине волн 610 нм (красный светофильтр), чувствителен к присутствию в пропитывающем составе даже незначительного количества растворенного полимера, а его изменение в процессе термостарения позволяет зафиксировать локальное взаимодействие компонентов [2]. При проведении испытаний выдерживалось соотношение: 4 г ПП на 40 мл ФКЭ. Термостарение (при температуре 100°C) проводилось в закрытых стеклянных бюксах, после чего жидкость отделялась от пленки и заливалась в измерительную кювету фотоэлектрического микроколориметра МКМФ-1. Коэффициент светопропускания жидкого диэлектрика после термостарения в контакте с пленкой определялся по отношению к эталону – пропитывающей жидкости, подвергнутой аналогичным

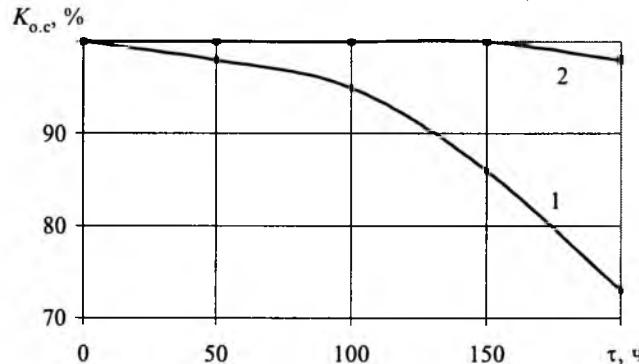


Рис.5. Зависимости коэффициента относительного светопропускания ($K_{o,c}$) фенилксилилэтана от времени термостарения τ в контакте с полипропиленовой пленкой:

1 – пленка № 1; 2 – пленка № 2

испытаниям в идентичных условиях, но без пленки. На рис.5 представлены зависимости $K_{o,c}$ ФКЭ от времени термостарения в контакте с исследуемыми полипропиленовыми пленками (№ 1 и № 2). Видно, что светопропускание жидкости по мере её старения с пленкой № 1 постепенно снижается (ФКЭ мутнеет), что свидетельствует об активном взаимодействии твердого и жидкого диэлектриков, следствием которого является присутствие растворенного полипропилена в пропитывающем составе. В то же время некоторая тенденция к снижению $K_{o,c}$ ФКЭ, подвергнутого термостарению в контакте с ПП № 2, проявилась только после 160 ч испытаний. Следовательно, растворение аморфной фазы ПП № 2 за указанный период не зафиксировано, что подтверждает версию о наличии кристаллического барьера в данной полимерной пленке.

Таким образом, в результате проведенных исследований установлено наличие взаимосвязи между деформационными характеристиками полипропиленовой пленки в исходном состоянии и её устойчивостью к термоактивационному воздействию газостойкой пропитывающей жидкости. Поэтому наряду с более точными методами исследования структуры полимера [11] при выборе пленочного диэлектрика требуемой морфологии (обеспечивающей повышенную термостабильность электрофизических характеристик компонентов ЭИС), а также для упрощенного входного контроля параметров конденсаторной полипропиленовой пленки может быть рекомендовано исследование ее механических свойств.

Список литературы

1. Кучинский Г.С., Назаров Н.И. Силовые электрические конденсаторы. М.: Энергоатомиздат, 1992.

2. Журавлев С.П. К вопросу о диагностике конденсаторных диэлектрических систем на основе полимерных пле-

нок с газостойкой пропиткой // Электротехника. 2001. № 6. С. 40–45.

3. Геллер Б.Э., Геллер А.А., Чиртулов В.Г. Практическое руководство по физикохимии волокнообразующих полимеров. М.: Химия, 1996.

4. Andreyev A.M., Jevtich M., Zhuravleva N.M. Effect of Modified Surface Structure of Impregnated Polypropylene Film on Capacitor Dielectric Properties During Thermal Aging // Electrical Engineering. 1998. Vol. 81, № 4. P. 271–274.

5. Andreyev A.M., Jevtich M., Zhuravleva N.M. The Effect of Hydrocarbon Impregnating Fluid Aromaticity on Degradation of Capacitor Polypropylene Dielectric // World of Polymers. 1998. № 1(3). P. 95–97.

6. Андреев А.М., Журавлева Н.М., Журавлев С.П., Евтич М. Модификация поверхностных слоев пленки как средство стабилизации диэлектрической системы полипропиленовых конденсаторов с газостойкой пропиткой // Тезисы докладов IX Международной конференции "Физика диэлектриков (Диэлектрики-2000)". С.-Петербург, 17-22.09.2000. СПб: РГПУ, 2000. С.103–104.

7. Андреев А.М., Журавлева Н.М., Журавлев С.П. и др. Инновационное решение проблемы совместимости взаиморастворимых компонентов диэлектрических систем высоковольтных силовых конденсаторов // Материалы научно-практической конференции и школы-семинара "Формирование технической политики инновационных науческих технологий". С.-Петербург, 14-16.06.2001. СПб: СПбГТУ, 2001. С. 16–19.

8. Френкель С.Я. Парадоксы проблем прочности полимеров // Синтез, структура и свойства полимеров: Сб. тр. Института высокомолекулярных соединений АН СССР. Л.: Наука, 1989. С. 99–109.

9. Цой Б., Карташев Э.М., Шевелев В.В., Валишин А.А. Разрушение тонких полимерных пленок и волокон: Учеб. пособ. М.: Химия, 1997

10. Журавлев С.П., Журавлева Н.М., Андреев А.М., Евтич М. Термостабильность конденсаторной полипропиленовой изоляции // Труды III Международной конференции "Электрическая изоляция – 2002". С.-Петербург, 18-21.06.2002. СПб: Нестор, 2002. С. 189–190.

11. Ханин С.Д. О некоторых возможностях анализа электронных процессов в неупорядоченных диэлектриках // Труды III Международной конференции "Электрическая изоляция – 2002". С.-Петербург, 18-21.06.2002. СПб: Нестор, 2002. С. 102–103.

Журавлев Сергей Петрович – аспирант кафедры "Электрическая изоляция, кабели и конденсаторы" Санкт-Петербургского государственного политехнического университета (СПбГПУ). Окончил электромеханический факультет СПбГПУ в 2000 г.

Журавлева Наталия Михайловна – кандидат технических наук, доцент кафедры "Электрическая изоляция, кабели и конденсаторы" Санкт-Петербургского государственного политехнического университета (СПбГПУ). Окончила электромеханический факультет СПбГПУ в 1975 г. В 1989 г. защитила кандидатскую диссертацию по теме "Стабилизация диэлектрических потерь в процессе термостарения бумажно-пропитанной изоляции".

Полонский Юрий Александрович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой "Электрическая изоляция, кабели и конденсаторы" электромеханического факультета Санкт-Петербургского государственного политехнического университета (СПбГПУ). Окончил радиофизический факультет ЛПИ (СПбГПУ) в 1959 г. В 1976 г. защитил докторскую диссертацию в Институте химии силикатов АН СССР по тематике, связанной с разработкой и исследованиями высокотемпературных неорганических диэлектриков.

КОНДЕНСАТОРОСТРОЕНИЕ

Расчет характеристик рабочего конденсатора с прямоугольными электродами

МОРОЗОВ В.А.

Введено понятие эффективной площади электрода конденсатора заполненного реальным диэлектриком. Уточнены соотношения для емкости и сопротивления параллельной эквивалентной схемы рабочего конденсатора, используемого для диэлектрической сушки технических материалов.

При диэлектрической и вакуумно-диэлектрической сушке технической древесины [1] применяется рабочий конденсатор (РК) с прямоугольными электродами и с размерами сторон, соизмеримыми с длиной волны в высушиваемом материале. При анализе эквивалентной схемы РК, как правило, используются формулы для расчета емкости и сопротивления, которые не учитывают распределение электрического поля на высокой частоте (ВЧ) [2,3]. На ВЧ между электродами РК существует не просто электрическое поле, а электромагнитное – с взаимным влиянием электрической и магнитной компонент друг на друга. Математически указанный процесс описывается основными уравнениями электродинамики – уравнениями Максвелла [4]. Следствием этих уравнений для среды из реального диэлектрика ($\sigma \neq 0$) является уравнение для электрического поля в комплексной форме [5]

$$\nabla^2 \dot{E} + \omega^2 \left(\epsilon \mu - i \frac{\mu \sigma}{\omega} \right) \dot{E} = 0, \quad (1)$$

где ∇^2 – оператор Лапласа; \dot{E} – комплекс напряженности электрического поля; ω – циклическая частота; ϵ , μ – диэлектрическая и магнитная проницаемости; σ – удельная электрическая проводимость.

Уравнение (1) имеет точное математическое решение для конденсаторов, имеющих простую симметрию. Например, в [5] получено решение для РК с круглыми электродами. Там же получено решение для конденсатора с прямоугольными электродами, стороны которого a , b и длина волны λ удовлетворяют условию $b \ll a \sim \lambda$, т.е.

$$|\dot{E}(x)| = \frac{1}{2} |\dot{E}(0)| (\operatorname{ch} k' x + \cos k'' x), \quad (2)$$

где

$$k' = \frac{k}{\sqrt{\cos \delta}} \sin \frac{\delta}{2}; \quad (3)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

$$k'' = \frac{k}{\sqrt{\cos \delta}} \cos \frac{\delta}{2}; \quad (4)$$

k – модуль волнового вектора; δ – угол диэлектрических потерь.

В [6] поставлена задача решения дифференциального уравнения (1), если $b \sim a \sim \lambda$, и получено решение для комплекса электрического поля в виде

$$\dot{E}(x, y) = \frac{1}{2} \dot{E}(0, 0) (\operatorname{ch} i\alpha x + \operatorname{ch} i\alpha y), \quad (5)$$

где

$$\alpha = \omega \sqrt{\epsilon \mu - i \frac{\mu \sigma}{\omega}}. \quad (6)$$

Решение (5) является частным решением. Это решение для случая $b \ll a \sim \lambda$ переходит в (2).

Целью настоящей работы является уточнение формул для расчета емкости и сопротивления параллельной эквивалентной схемы РК с прямоугольными электродами исходя из решения (5).

Емкость конденсатора и эффективная площадь электрода

Известно, что существует два способа подсчета энергии конденсатора [7]. Для первого способа

$$W = \frac{1}{2} C \dot{U}_0^2,$$

где C – емкость конденсатора; \dot{U}_0 – напряжение на зажимах конденсатора.

Для второго

$$W = \frac{\epsilon}{2} \int \dot{E}^2 dV.$$

Из указанных способов получаем:

$$C = \frac{\epsilon}{\dot{U}_0^2} \int \dot{E}^2 dV. \quad (7)$$

Вычислим квадрат комплекса электрического поля, если $\dot{E} = \dot{E}(0,0)$ для $x = 0$ и $y = 0$. Вычисление ведем в следующей последовательности. Умножаем (6) на минимую единицу i [8] и получаем

$$ia = k' + ik'', \quad (8)$$

где k' и k'' определяются формулами (3) и (4) соответственно;

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega \sqrt{\epsilon\mu}, \quad (9)$$

а угол диэлектрических потерь определяется из соотношения

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{\sigma}{\omega\epsilon}. \quad (10)$$

Подставляем (8) в (5), представляем последнее в виде произведения гиперболических функций [8]. Умножаем комплекс \dot{E} на комплекс с ним сопряженный и получаем:

$$\dot{E}^2 = \frac{1}{4} \dot{E}^2(0,0) [\operatorname{ch} k'(x+y) + \cos k''(x+y)] \times \\ \times [\operatorname{ch} k'(x-y) + \cos k''(x-y)]. \quad (11)$$

Выполним вычисление интеграла в (7) в прямоугольной системе координат, начало которой совмещено с центром одной из обкладок конденсатора (рис.1). Заменяя \dot{E}^2 на выражение (11), переходя от интеграла одной переменной к тройному интегралу и используя табличные преобразования и интегралы [8], получаем:

$$\int_V \dot{E}^2 dV = \int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} \int_{-\frac{b}{2}}^{+\frac{b}{2}} \int_0^h \dot{E}^2 dx dy dz = \\ = h \dot{E}^2(0,0) S(a, b, k', k''), \quad (12)$$

где функция нескольких переменных

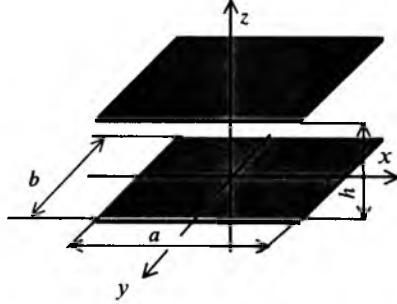


Рис.1. Конденсатор с прямоугольными электродами

$$S(a, b, k', k'') = \frac{b \operatorname{sh} k' a + a \operatorname{sh} k' b}{8k'} + \\ + \frac{b \sin k' a + a \sin k'' b}{8k''} + \frac{2}{k'^2 + k''^2} \times \\ \times \left[\operatorname{ch} \frac{k' a}{2} \operatorname{ch} \frac{k' b}{2} \sin \frac{k' a}{2} \sin \frac{k'' b}{2} + \right. \\ \left. + \operatorname{sh} \frac{k' a}{2} \operatorname{sh} \frac{k' b}{2} \cos \frac{k' a}{2} \cos \frac{k'' b}{2} \right]. \quad (13)$$

Рассмотрим случай заполнения РК идеальным диэлектриком ($\sigma \rightarrow 0$). Тогда, как следует из (10), $\operatorname{tg}\delta \approx 0 \rightarrow 0$, $\cos\delta \rightarrow 1$, как следует из (3) и (4), $k' \rightarrow 0$, $k'' \rightarrow k$, следовательно, $\operatorname{sh} k' a \rightarrow k' a \rightarrow 0$, $\operatorname{sh} k' b \rightarrow 0$, $\operatorname{ch} k' a/2 \approx \operatorname{ch} k' b/2 \rightarrow 1$, поэтому для диэлектрика без потерь из (13) в пределе имеем

$$S(a, b, 0, k) = \frac{ab}{4} + \frac{b \sin ka + a \sin kb}{8k} + \\ + \frac{2 \sin \frac{ka}{2} \sin \frac{kb}{2}}{k^2}. \quad (14)$$

В пределе низких частот $b \sim a \ll \lambda$ из (14) вытекает очевидное $S(a, b, 0, k) = ab$. Таким образом, проведенный анализ показывает, что функция $S(a, b, k', k'')$ определяет эффективную площадь электрода на ВЧ.

Выполним вычисление интеграла в (7) в прямоугольной системе координат, начало которой совпадает с серединой одной из сторон электрода (например, a) (рис.2, а), т.е.

$$\int_V \dot{E}^2 dV = \int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} \int_0^{+b} \int_0^h \dot{E}^2 dx dy dz,$$

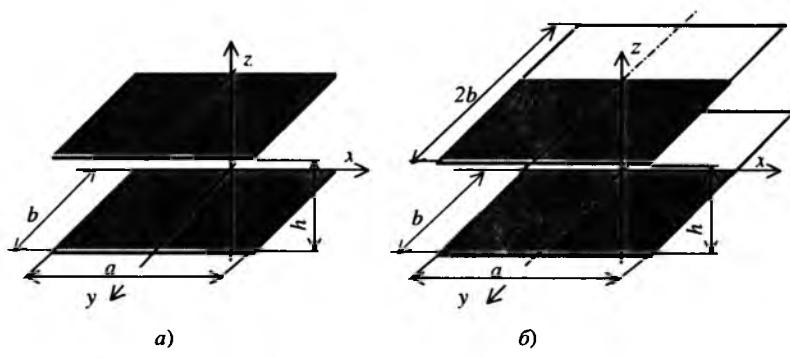


Рис.2. Конденсатор с прямоугольными электродами:
а – начало координат совпадает с серединой одной из сторон электрода; б – начало координат совпадает с центром симметрии электрода, площадь электрода увеличена в два раза

где \dot{E}^2 также определяется выражением (11). Удваивая площадь электрода (рис.2,б), приводим предыдущий интеграл к виду аналогичному (12)

$$\int_V \dot{E}^2 dV = \frac{1}{2} \int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} \int_{-b}^{+b} \int_0^h \dot{E}^2 dx dy dz = \\ = h \dot{E}^2(0,0) S(a,b,k',k'').$$

Далее, проведя замену b на $2b$, из (13) для эффективной площади электрода получаем

$$S(a,b,k',k'') = \frac{2bshk'a + ash2k'b}{16k'} + \\ + \frac{2bsin k''a + asin2k''b}{16k''} + \\ + \frac{1}{k'^2 + k''^2} \left[ch \frac{k'a}{2} ch k'b \sin \frac{k'a}{2} \sin k''b + \right. \\ \left. + sh \frac{k'a}{2} sh k'b \cos \frac{k''a}{2} \cos k''b \right], \quad (15)$$

а в случае идеального диэлектрика ($\sigma = 0$)

$$S(a,b,0,k) = \frac{ab}{4} + \frac{2b \sin ka + a \sin 2kb}{16k} + \\ + \frac{\sin \frac{ka}{2} \sin kb}{k^2}. \quad (16)$$

Подставив выражение (12) в (7), для емкости конденсатора получим формулу

$$C = \frac{k_U^2 \epsilon S(a,b,k',k'')}{h}, \quad (17)$$

где

$$k_U = \frac{|\dot{E}(0,0)| h}{|\dot{U}_0|} = \frac{|\dot{U}(0,0)|}{|\dot{U}_0|} \quad (18)$$

является коэффициентом трансформации напряжения от зажимов РК к началу системы координат (рис.1 и 2,а). Как правило, зажимы, служащие для подключения ВЧ проводов, определяют начало координат [5]. Следовательно, если между зажимами РК и началом системы отсчета отсутствует элемент в виде длинной линии, то $k_U = 1$.

Емкость РК на рис.3,а определяется емкостями рабочего и воздушного зазоров. Рабочий зазор заполнен диэлектриком (например, пиломатериалом), а зазор между рабочим электродом и камерой – воздухом с диэлектрической про-

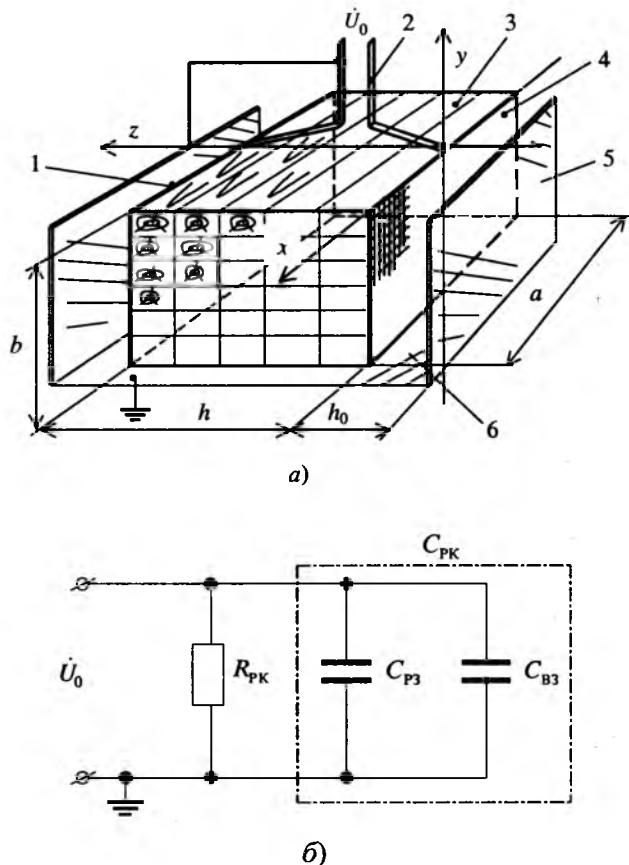


Рис.3. Рабочий конденсатор с вертикальными электродами (а) и его эквивалентная схема (б):

а – 1 – заземленный электрод; 2 – соединительные провода; 3 – рабочий зазор; 4 – рабочий электрод; 5 – камера обработки; 6 – воздушный зазор

ницаемостью равной диэлектрической проницаемости вакуума. Так как емкости зазоров включены параллельно, то емкость РК

$$C_{PK} = C_{P3} + C_{B3}, \quad (19)$$

где емкости рабочего зазора C_{P3} и воздушного зазора C_{B3} определяются формулой (17).

Активное сопротивление РК на ВЧ. Известно, что активное сопротивление R_{PK} определяет напряжение на зажимах РК в соответствии с выражением

$$|\dot{U}_0| = \sqrt{R_{PK} P}.$$

Мощность диэлектрических потерь определяется интегралом

$$P = \sigma \int \dot{E}^2 dV,$$

где проводимость σ на ВЧ находится из соотношения (10), а интеграл из (12). Отсюда

$$R_{PK} = \frac{h}{k_U^2 \epsilon \operatorname{tg} \delta \omega S(a,b,k',k'')}. \quad (20)$$

Емкость и сопротивление, рассчитанные по формулам (19) и (20), являются параметрами параллельной эквивалентной схемы (рис.3,б). Эта схема позволяет рассчитать напряжение и ток на зажимах РК. Для этого необходимо принять, что в случае идеального согласования генератора ВЧ с РК колебательная мощность генератора равна мощности диэлектрических потерь.

Пример. Выполним расчет эквивалентной схемы рис.3. Исходные данные: $\omega = 85,2 \cdot 10^6$ 1/с (частота генератора 13,56 МГц); $\epsilon = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м, $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м, $\operatorname{tg}\delta = 0$ (воздушный зазор); $\epsilon = 79,7 \cdot 10^{-12}$ Ф/м, $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м, $\operatorname{tg}\delta = 0,90$ (рабочий зазор – пиломатериал сосны с абсолютной влажностью 60% [1]); $a = 6,5$ м, $b = 1,5$ м, $h = 2$ м, $h_0 = 0,5$ м.

Расчет ведем в следующей последовательности. В соответствии с (9) определяем модуль волнового вектора. Для воздушного зазора $k = 0,284$ 1/м, для рабочего $k = 0,852$ 1/м. Угол диэлектрических потерь рабочего зазора $\delta = \arctg 0,90 \approx 42^\circ$. Следовательно, в соответствии с (3) и (4), $k' = 0,354$ 1/м и $k'' = 0,923$ 1/м. Эффективные площади электрода определяем по формулам (15) и (16): $S(6,5; 1,5; 0,354; 0,923) \approx 4,32 \text{ м}^2$ и $S(6,5; 1,5; 0; 0,284) \approx 8,24 \text{ м}^2$. Далее, в соответствии с (17)–(20) при $k_U = 1$ находим $C_{B3} = 1,46 \cdot 10^{-10}$ Ф = 146 пФ, $C_{P3} = 1,72 \cdot 10^{-10}$ Ф = 172 пФ, $C_{PK} = 318$ пФ и $R_{PK} = 75,8$ Ом.

Полученные аналитические соотношения настоящей работы были использованы при разработке установки лесосушильной вакуумно-диэлектрической УЛВД-10 и установки лесосушильной конвективно-вакуумно-диэлектрической УЛКВД-3. Эти установки были изготовлены в единичных экземплярах и эксплуатировались в промышленных условиях. Для них проводился расчет эквивалентных схем РК в зависимости от

породы древесины, от способа укладки пиломатериала в штабель и от влажности. Результаты расчета использовались с целью оптимизации ВЧ систем указанных изделий.

Выходы

1. Впервые введено определение эффективной площади электрода на ВЧ применительно к РК.
2. Получены соотношения для эффективной площади прямоугольных электродов для РК с рабочим зазором, заполненным проводящим диэлектриком.
3. Проведено уточнение формул для расчета емкости и сопротивления параллельной эквивалентной схемы для РК с электродами, имеющими большую площадь.

Список литературы

1. Горяев А.А. Вакуумно-диэлектрические сушильные камеры. М.: Лесная промышленность, 1985.
2. Иоссель Ю.Я., Коганов Э.С., Струнский М.Г. Расчет электрической емкости. Л.: Энергоиздат, 1981.
3. Электротермическое оборудование: Справочник / Под общ. ред. А.П.Альтгаузена. М.: Энергия, 1980.
4. Фейнман Р., Лейтон Р., Сэндс М. Фейнмановские лекции по физике. Вып. 6. Электродинамика. М.: Мир, 1977.
5. Глуханов Н.П., Федоров И.Г. Высокочастотный нагрев диэлектрических материалов в машиностроении. Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1983.
6. Морозов В.А., Касаткин В.В. Электрические характеристики конденсаторной системы, заполненной реальным диэлектриком на высокой частоте // Труды научно-практической конференции "Актуальные проблемы аграрного сектора". Ч. 4. Технические науки. Ижевск: Изд-во ИжГТУ, 1997. С. 33.
7. Фейнман Р., Лейтон Р., Сэндс М. Фейнмановские лекции по физике. Вып. 5. Электричество и магнетизм. М.: Мир, 1977.
8. Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. М.: Наука, 1978.

Морозов Виктор Александрович – инженер-конструктор 1-й категории ФГУП "Ижевский электромеханический завод "Купол". В 1979 г. окончил приборостроительный факультет Ижевского механического института.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Процессы разрушения полупроводниковых структур при пробое

ВОЛОКОБИНСКИЙ М.Ю., МАТЮХИНА Т.В., СОТЕНКО А.С., ФАЛИНА И.В., ЯСТРЕБОВ А.С.

Приводятся результаты исследований разрушений *n-p-n*-транзисторов при пробое. Каналы пробоя имеют неоднородную структуру — наиболее значительные разрушения со следами взрывного выброса вещества наблюдаются в базе на границе со слаболегированным коллектором и на границе сильно- и слаболегированного коллектора. Разрушения в базе обусловлены концентрированным выделением энергии при рекомбинации электронов и дырок, разрушения в коллекторе — переходами электронов на нижележащие энергетические уровни в зоне проводимости.

В ходе экспериментальных и теоретических работ по усовершенствованию конструкции и технологии транзисторов проводились электронно-микроскопические исследования разрушений, возникающих в процессе пробоя *p-n*-переходов.

В качестве исходных исследуемых образцов использовались выпускаемые промышленностью мощные кремниевые транзисторы, которые должны выдерживать запирающее напряжение 600 В и при работе с теплоотводом допускать рассеяние мощности 50 Вт. Транзисторы модифицированной серии выдерживали запирающее напряжение на коллекторе 1500 – 2000 В.

Изучался пробой транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером. В начале прибор находился в режиме отсечки, и испытательное напряжение эмиттер-коллектор составляло 800 В, затем на базу подавался импульс отпирающего напряжения длительностью от 1 мкс до нескольких десятков миллисекунд со скважностью, превышающей длительность импульса в 100 раз и более. После окончания импульса транзистор вновь оказывается запертым. Пробой фиксируется, если после окончания действия импульса не удается восстановить запирающее напряжение.

Пробитые транзисторы освобождались от корпуса, проводов, и их поверхность очищалась от органических защитных покрытий. С целью

The results of investigations of n-p-n-transistors after their breakdown are given. Breakdown channels have an inhomogeneous structure — the greatest destructions are observed on the border of a base and poorly doped collector and on the border of highly and poorly doped collector and look as the traces of the matter ejection in the way of explosion. Destructions in the base are caused by the concentrated energy generation as the result of an electron-hole recombination and the destructions in the collector are caused by transfer of electrons to lower energy levels within conduction band.

определения характера разрушений производилось предварительное изучение поверхности образцов с помощью оптического микроскопа. Дальнейшие исследования выполнялись в электронном микроскопе.

При изготовлении транзисторов использовались трехслойные пластины кремния, состоящие из подложки толщиной 380 мкм, легированной сурьмой, с удельным сопротивлением 0,01 Ом·см и эпитаксиальных слоев, легированных фосфором, толщиной 30 и 70 мкм с удельным сопротивлением 15 и 50 Ом·см, соответственно.

Методом диффузионного легирования бором формировались базовые области, в пределах которых создавался гребенчатый эмиттер.

От базовой контактной площадки по поверхности базы идет сильнолегированная бором полоса шириной 30 мкм, охватывающая эмиттер по периферии. На поверхности кристалла база окружена коллектором шириной 250 мкм, периферическая часть которого сильнолегирована фосфором. (Для краткости некоторые детали конструкции и технологии опущены).

Результаты исследований

Наблюдались три вида разрушений: 1. Каналы пробоя со следами плавления кремния, проходящие внутри прибора от эмиттера через активную базу и коллектор к подложке и имеющие в сечении овальную форму. 2. Растрескива-

ние кристалла, вызванное механическими напряжениями, связанными с неравномерным разогревом. 3. Каналы пробоя на поверхности транзистора.

Рассмотрим лишь каналы пробоя (третий вид разрушений), которые видны на фотографиях, полученных с помощью оптического и электронного микроскопов.

Каналы пробоя, в основном, проходят между сильно легированными базой и коллектором (рис.1 и 2). Формируются два канала пробоя (1 и 2 на рис.1), так что на начальной стадии образования одного из каналов напряжение на коллекторном *p-n*-переходе уменьшается несущественно и сохраняются условия для возникно-

вения и развития второго канала. Один из каналов является наложением двух каналов (1 и 3 на рис.1). В промежутке между двумя каналами (1 и 2 на рис.1) на поверхности слаболегированного коллектора располагается область незавершенного пробоя (4 на рис.1). Она появляется на начальной стадии формирования нового канала пробоя, который не успевает полностью развиться из-за того, что напряжение на *p-n*-переходе резко уменьшается в связи с процессами в ранее образовавшихся каналах.

Длина каналов пробоя (расстояние от эмиттера до сильнолегированного коллектора) 425 мкм, ширина 150–300 мкм, глубина 1–15 мкм.

Наибольшее тепловыделение происходит в базе на границе со слаболегированным коллектором и на границе слабо- и сильнолегированного коллектора, где заметны углубления (рис.2), образовавшиеся вследствие испарения кремния при пробое. Углубления имеют вид канавок неправильной формы (шириной примерно 1–40 мкм), пересекающих канал пробоя в поперечном направлении. Поскольку из канавок происходит испарение кремния, то при пробое температура в них достигала 2783 К, а на оплавленной поверхности канавок – 1693 К.

Небольшие размеры канавок и то, что вблизи них кремний остается в твердом состоянии, свидетельствует о малой продолжительности процесса испарения.

Процессы перераспределения электрического поля и энергетические переходы при пробое

В начале испытаний транзистор находится в режиме отсечки, и на коллектор подается напряжение 800 В. При этом толщина слоя объемного заряда в слаболегированном коллекторе с концентрацией доноров примерно 10^{14} см⁻³ составляет 120 мкм, и максимальная напряженность электрического поля на границе с базой достигает $1,4 \cdot 10^5$ В/см. Такое значение напряженности ниже необходимой для ионизации.

При подаче на базу импульса напряжения, отпирающего эмиттерный *p-n*-переход, достаточно высокой плотности тока $j \sim 160$ А/см² в коллекторе начинается перераспределение напряженности электрического поля и складываются условия для развития пробоя. Время прохождения носителей заряда по поверхностному слою слаболегированного коллектора от базы до сильнолегированного коллектора в сильном электрическом поле составляет около 2 нс. За это время осуществляется перераспределение напряженности электрического поля в слаболеги-

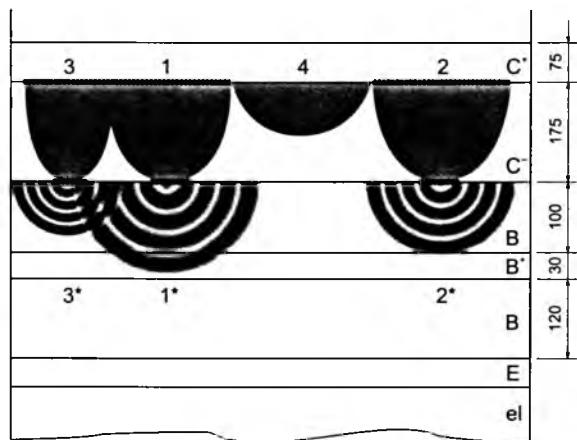


Рис.1. Схематическое изображение части мощного транзистора, примыкающей к области пробоя:

el – контактная площадка эмиттера; *E* – эмиттер; *B* – база; *B⁺* – сильнолегированная полоса на поверхности базы; *C⁻* и *C⁺* – слабо- и сильнолегированный коллектор; *C* – коллектор, легированный фосфором в концентрации $3 \cdot 10^{14}$ см⁻³; 1–4 – следы каналов пробоя на поверхности слаболегированного коллектора; 1*–3* – следы каналов пробоя на поверхности базы (размеры указаны в микрометрах)



Рис.2. Снимок в электронном микроскопе каналов пробоя:

1 – канавка, образовавшаяся вследствие выброса кремния на границе слабо- и сильнолегированного коллектора; 2 – следы плавления тонкого слоя на поверхности слаболегированного коллектора; 3 – канавка, образовавшаяся в базе вследствие выброса кремния

рованном коллекторе, уменьшается напряженность электрического поля у базы и возрастает на границе слабо- и сильнолегированного коллектора.

Перераспределение электрического поля связано с тем, что при плотности тока $j \sim 160 \text{ A/cm}^2$ электроны компенсируют поле положительного объемного заряда в слаболегированном коллекторе. Примерно за 1 нс под действием сильного электрического поля в слаболегированном коллекторе электроны проходят расстояние примерно 100 мкм, и на такое же расстояние от базы оттесняется область с высокой напряженностью электрического поля. Толщина слоя объемного заряда в поверхностном слое транзистора сужается до 70 мкм. В этом слое максимальная напряженность электрического поля возрастает до $2,2 \cdot 10^5 \text{ В/см}$ и создаются условия для развития процесса ионизации. Эти процессы интенсифицируются, когда толщина слоя объемного заряда в слаболегированном коллекторе уменьшается до 16 мкм. Поскольку при напряжении 800 В толщина слоя объемного заряда в сильнолегированном коллекторе не превышает 0,17 мкм, то процессы тепловыделения, в основном, происходят в слаболегированном коллекторе в слое толщиной примерно 16 мкм, в этом слое происходит ионизация и переходы электронов с выделением энергии. За время 50 нс происходит испарение кремния и образование одной бороздки в канавке на границе слабо- и сильнолегированного коллектора.

Напряженность электрического поля на границе слабо- и сильнолегированного коллектора резко уменьшается, а в слаболегированном коллекторе у базы возрастает. Дырки, образовавшиеся в процессе ионизации, подхватываются полем и переносятся к базе, где они теряют энергию и рекомбинируют с электронами, поступающими в базу из эмиттера. Процессы тепловыделения на металлургической границе база-коллектор носят взрывной характер и происходят более интенсивно, чем на границе слабо- и сильнолегированного коллектора. О взрывном характере тепловыделения можно судить по форме канавки (3 на рис.2).

При подходе крупной партии дырок из коллектора к базе вблизи металлургической границы происходит рекомбинация части дырок с электронами, которая сопровождается взрыв-

ным выделением энергии и возникновением канавки в базе.

Движение носителей заряда, процессы генерации и рекомбинации сопровождаются перераспределением напряженности электрического поля и областей локального выделения энергии. Разряд повторяется, на границе слабо- и сильнолегированного коллектора происходит повторное выделение энергии и образуется вторая бороздка в канавке. Затем происходит тепловыделение в базе, где появляется новая бороздка в канавке.

Выводы

1. Исследование каналов пробоя показывает, что разрушения носят неоднородный характер. Наиболее концентрированное выделение энергии, приводящее к значительным разрушениям, происходит на границе слабо- и сильнолегированного коллектора и в базе вблизи металлургической границы с коллектором в течение времени продолжительностью в несколько десятых микросекунды.

2. В процессе пробоя напряженность электрического поля перераспределяется таким образом, что вначале создаются условия для переходов электронов с потерей энергии на границе слабо и сильно легированного коллектора, затем в базе вблизи металлургической границы с коллектором – для рекомбинации дырок и электронов. В процессе пробоя перераспределение напряженности электрического поля и взрывное испарение кремния происходит несколько раз.

Волокобинский Михаил Юрьевич. Окончил ЛЭТИ в 1981 г. по специальности "Диэлектрики и полупроводники". Докторскую диссертацию защитил в 1993 г.

Матюхина Татьяна Владимировна. Окончила ЛЭИС в 1979 г. по специальности "Конструирование и производство РЭА". Кандидатскую диссертацию защитила в 1997 г.

Сотенко Антон Сергеевич – аспирант СПбГУТ. Окончил СПбГУТ в 1997 г. по специальности "Проектирование и технология РЭС"

Фалина Ирина Владимировна. Окончила ЛЭИС в 1989 г. по специальности "Конструирование и производство РЭА". Кандидатскую диссертацию защитила в 1997 г.

Ястребов Анатолий Степанович. Окончил ЛЭИС в 1973 г. по специальности "Конструирование и производство РЭА". Докторскую диссертацию защитил в 1998 г.

Распределение электрического поля в мощных высоковольтных транзисторах с нитевидной сеткой в коллекторной области

ВОЛОКОБИНСКИЙ М.Ю., МАТЮХИНА Т.В., СОТЕНКО А.С., ФАЛИНА И.В., ЯСТРЕБОВ А.С.

Приводится методика расчета напряженности электрического поля в коллекторной области транзисторов с сеткой нитевидных включений в коллекторной области, препятствующей развитию вторичного пробоя.

Для предотвращения шнурования электрического тока в мощных транзисторах используется решетка сферических включений в коллекторной области, легированных примесями, создающими противоположный тип проводимости: например, включения p^+ -типа в коллекторной области n -типа [1]. Включения, препятствуя развитию вторичного пробоя, позволяют повысить пробивное напряжение $U_{\text{K}30}$ до $U_{\text{K}60}$ при сохранении или без существенного ухудшения других важных эксплуатационных характеристик транзистора.

Включения приводят к перераспределению электрического поля в коллекторной области и к изменению механизма пробоя. При достаточно высоком напряжении, при котором слой пространственного заряда на p - n -переходе достигает решетки включений и охватывает ее, напряженность электрического поля на металлургической границе коллектора с базой уменьшается, а у поверхности включений со стороны наиболее удаленной от базы существенно возрастает. Расчет показывает, что происходит шестикратное увеличение напряженности электрического поля по сравнению со значением, которое имела бы напряженность поля в центре включения в его отсутствии [2]. Высокая напряженность электрического поля приводит к развитию электронной лавины у включений и пробою транзистора.

Допустим, что в коллекторном p - n -переходе n - p - n -транзистора содержится цилиндрическая нить p^+ -типа. Ось кругового цилиндра, имеющего радиус R , параллельна плоскости металлургической границы коллекторного p - n -перехода и находится от нее на расстоянии H . Слой пространственного заряда имеет толщину d , так что $d = H + h$. Внутри проводящего цилиндра напряженность электрического поля равна нулю и потенциал ϕ имеет постоянное значение. За пре-

A method of calculation of an electric field density in a collector region with a filament grid is given, which opposes the progress of a secondary breakdown.

делами включения в слое пространственного заряда потенциал ϕ можно представить в виде суммы двух слагаемых

$$\phi = \phi_L + \phi_P,$$

где ϕ_L удовлетворяет уравнению Лапласа, ϕ_P – уравнению Пуассона;

$$\Delta\phi = -\rho/\epsilon. \quad (1)$$

Решая уравнение (1), воспользуемся принципом суперпозиции и вначале найдем потенциал ϕ_P в отсутствие включений, выбирая постоянные таким образом, чтобы потенциал ϕ_P в плоскости $x = 0$ равнялся нулю. В этом случае уравнению (1) удовлетворяет решение, которое записано в цилиндрической системе координат и имеет вид

$$\phi_P = \frac{\rho}{\epsilon} \left(h r \cos \alpha - \frac{r^2 \cos^2 \alpha}{2} \right). \quad (2)$$

Уравнению Лапласа в цилиндрической системе координат в общем случае удовлетворяет решение

$$\phi_L = A \ln r + \sum \frac{B_n}{n} \left(\frac{R}{r} \right)^n \cos n\alpha, \quad (3)$$

где значения постоянных A и B_n подбираются таким образом, чтобы удовлетворялись граничные условия.

Как будет показано ниже, в нашем случае граничные условия удовлетворяются, если ϕ_L представить в виде

$$\phi_L = A \ln r + B_1 \frac{R}{r} \cos \alpha + \frac{B_2}{2} \left(\frac{R}{r} \right)^2 \cos 2\alpha, \quad (4)$$

положив $B_n = 0$ при $n \geq 3$.

Учитывая тригонометрическое соотношение

$$\cos 2\alpha = 2 \cos^2 \alpha - 1, \quad (5)$$

(4) можно переписать в форме

$$\varphi_L = A \ln r + B_1 \frac{R}{r} \cos \alpha + \frac{B_2}{2} \left(\frac{R}{r} \right)^2 (2 \cos^2 \alpha - 1) \quad (6)$$

или

$$\varphi_L = A \ln r + B_1 \frac{R}{r} \cos \alpha + B_2 \left(\frac{R}{r} \right)^2 \cos^2 \alpha - \frac{B_2}{2} \left(\frac{R}{r} \right)^2 \quad (7)$$

и

$$\varphi_L = \frac{\rho}{\epsilon} \left[a \ln r + b_1 \frac{R}{r} \cos \alpha + b_2 \left(\frac{R}{r} \right)^2 \cos^2 \alpha - \frac{b_2}{2} \left(\frac{R}{r} \right)^2 \right]. \quad (8)$$

Взаимосвязь постоянных a и A , b_1 и B_1 , b_2 и B_2 очевидна

$$A = \frac{\rho}{\epsilon} a; \quad B_1 = \frac{\rho}{\epsilon} b_1; \quad B_2 = \frac{\rho}{\epsilon} b_2. \quad (9)$$

Принимая во внимание (1), запишем

$$\begin{aligned} \varphi = \varphi_P + \varphi_L = \frac{\rho}{\epsilon} \left[h r \cos \alpha - \frac{r^2 \cos^2 \alpha}{2} + a \ln r + \right. \\ \left. + b_1 \frac{R}{r} \cos \alpha + b_2 \left(\frac{R}{r} \right)^2 \cos^2 \alpha - \frac{b_2}{2} \left(\frac{R}{r} \right)^2 \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

Значения постоянных a , b_1 и b_2 выберем таким образом, чтобы удовлетворялись граничные условия: на поверхности проводящего цилиндра обращались в нуль тангенциальная составляющая $E_\alpha(R, \alpha)$ напряженности электрического поля и в точке $\alpha = \pi$ – радиальная составляющая электрического поля $E_r(R, \pi)$.

Для определения постоянных вначале запишем выражение для $E_\alpha(r, \alpha)$ и $E_r(r, \pi)$ при $r \geq R$:

$$\begin{aligned} E_\alpha = -\frac{1}{r} \frac{\partial \varphi}{\partial \alpha} = \frac{\rho}{\epsilon} \left(h \sin \alpha - \frac{r}{2} \sin 2\alpha + \right. \\ \left. + b_1 \frac{R}{r^2} \sin \alpha + b_2 \frac{R^2}{r^3} \sin 2\alpha \right) \end{aligned} \quad (11)$$

и

$$\begin{aligned} E_r = -\frac{\partial \varphi}{\partial r} = \frac{\rho}{\epsilon} \left(-h \cos \alpha + r \cos^2 \alpha - \frac{a}{r} + \right. \\ \left. + b_1 \frac{R}{r^2} \cos \alpha + 2b_2 \frac{R^2}{r^3} \cos^2 \alpha - b_2 \frac{R^2}{r^3} \right), \end{aligned} \quad (12)$$

и затем из них получим $E_\alpha(R, \alpha)$ и $E_r(R, \pi)$ при $r = R$:

$$\begin{aligned} E_\alpha(R, \alpha) = \frac{\rho}{\epsilon} \left(h \sin \alpha - \frac{R}{2} \sin 2\alpha + \right. \\ \left. + b_1 \frac{1}{R} \sin \alpha + b_2 \frac{1}{R} \sin 2\alpha \right); \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} E_r(R, \alpha) = \frac{\rho}{\epsilon} \left(-h \cos \alpha + R \cos^2 \alpha - \frac{a}{R} + \right. \\ \left. + b_1 \frac{1}{R} \cos \alpha + 2b_2 \frac{1}{R} \cos^2 \alpha - b_2 \frac{1}{R} \right). \end{aligned} \quad (14)$$

Для выполнения условия $E_\alpha(R, \alpha) = 0$ необходимо, чтобы

$$b_1 = -hR; \quad b_2 = \frac{R^2}{2}. \quad (15)$$

На поверхности цилиндра на линии (R, π, z) $p-n$ -переход открыт и $E_r(R, \pi) = 0$. Подставляя в (14) $\alpha = \pi$, $\cos \alpha = \cos \pi = -1$, $\cos^2 \alpha = \cos^2 \pi = 1$, и значения постоянных b_1 и b_2 , получаем:

$$E_r(R, \pi) = \frac{\rho}{\epsilon} \left(2h + \frac{3}{2} R - \frac{a}{R} \right) = 0. \quad (16)$$

Из (16) вытекает, что

$$a = 2hR + \frac{3}{2} R^2. \quad (17)$$

Подставляя в (14) полученное значение постоянной a , найдем

$$E_r(R, \alpha) = -2 \frac{\rho}{\epsilon} (h + R + h \cos \alpha - R \cos^2 \alpha). \quad (18)$$

Отсюда следует, что на поверхности цилиндра на линии $(R, 0, z)$ радиальная составляющая напряженности электрического поля

$$E_r(R, 0) = -4 \frac{\rho}{\epsilon} h \quad (19)$$

и в 4 раза превосходит напряженность в плоскости $x = 0$ (в отсутствие включений), которая определяется формулой:

$$E_C = E_{Pcp} = E_P(0) = -\frac{\rho}{\epsilon} h.$$

Таким образом, цилиндрические нити приводят к меньшему увеличению напряженности электрического поля у их поверхности, чем сферические включения. Следовательно, для предотвращения шнурования электрического тока в транзисторах в коллекторной области целесообразно использовать нитевидную сетку.

Выводы

Расчет напряженности электрического поля у поверхности нитевидной сетки, помещенной в коллекторной области и сравнение с данными по шаровидным включениям показывает, что максимальная напряженность электрического поля на металлургической границе уменьшается, что приводит к положительному результату – увеличению напряжения пробоя транзистора.

В случае нитевидной сетки увеличение напряженности поля у поверхности за сеткой меньше, чем в случае шаровидных включений.

Список литературы

1. Волокобинский М.Ю., Ястребов А.С./ДАН. 1998. С. 362, 323.
2. Волокобинский М.Ю., Комаров И.Н., Матюхина Т.В. и др. // ФТП. 2001. Т. 35, № 2. С. 245–248.

Волокобинский Михаил Юрьевич. Окончил ЛЭТИ в 1981 г. по специальности "Дизэлектрики и полупроводники". Докторскую диссертацию защитил в 1993 г.

Матюхина Татьяна Владимировна. Окончила ЛЭИС в 1979 г. по специальности "Конструирование и производство РЭА". Кандидатскую диссертацию защитила в 1997 г.

Сотенко Антон Сергеевич – аспирант СПбГУТ. Окончил СПбГУТ в 1997 г. по специальности "Проектирование и технология РЭС"

Фалина Ирина Владимировна. Окончила ЛЭИС в 1989 г. по специальности "Конструирование и производство РЭА". Кандидатскую диссертацию защитила в 1997 г.

Ястребов Анатолий Степанович. Окончил ЛЭИС в 1973 г. по специальности "Конструирование и производство РЭА". Докторскую диссертацию защитил в 1998 г.

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Об улучшении качества испытаний активной стали турбогенераторов и крупных электрических машин

ШАРИПОВ А.М.

Испытания шихтованных сердечников электрических машин при частоте 50 Гц и индукции 1,4 Тл не обеспечивают надежного испытания электрической прочности межлистовой изоляции.

Предлагается проводить испытания при повышенной частоте до 2400 Гц с уменьшенной индукцией, двукратным увеличением напряжения между листами, но с сохранением удельных потерь. Способ имеет меньшую трудоемкость и требует на порядок меньшую мощность источников питания.

Испытание шихтованных из изолированной листовой электротехнической стали сердечников электрических машин и трансформаторов производится с целью проверки качества межлистовой изоляции, отсутствия механических повреждений и соответствия марки использованной стали заложенной в конструкцию.

Критерием качества при заданном значении индукции является общий уровень нагрева, отсутствие местных повышенных нагревов и соответствие измеренных удельных потерь в стали нормированным удельным потерям.

Методика испытаний и нормы на нагревы и потери для турбогенераторов регламентированы отраслевым стандартом [1], критический анализ рекомендаций [1] содержится в [2], для трансформаторов – в [3].

Tests of stacked cores of electrical machines at a frequency of 50Hz and inductance of 1,4T does not ensure of a reliable test of an electric strength of intersheet insulation.

It is suggested to carry out tests at an increased frequency of up to 2400Hz with a reduced induction and a double increase of a voltage between sheets, but with retaining of specific losses. The method has smaller labour content and requires by an order smaller supply power.

В соответствии с [1] испытание производится при кольцевом намагничивании ярма сердечника с максимальным значением индукции в спинке $B = 1,4$ Тл в течение 45 мин на промышленной частоте 50 Гц. Для трансформаторов испытания производятся при номинальной индукции [3]. Фактическим испытательным фактором для межлистовой изоляции является не значение испытательной индукции в ярме, а значение напряжения между отдельными изолированными листами, т.е. удельная на единицу длины напряженность электрического поля вдоль сердечника. Это значение составляет в машинах средней мощности (сотни и тысячи киловатт) десятки вольт на метр, достигая в турбогенераторах предельной мощности 100–150 В/м. В тоже время фактические рабочие значения индукции в ярме

при работе машины могут превышать принятое в ОСТ значение 1,4 Тл.

Таким образом, при испытаниях сердечника не только не выдерживается принятое обычно как минимум двукратное против номинального испытательное напряжение для изоляции, но даже не достигается номинальное. Другим испытаниям межлистовая изоляция в процессе производства не подвергается.

Дополнительно отметим, что испытания по ОСТ для крупных турбогенераторов и гидрогенераторов требуют мощных источников однофазного тока, что обычно вызывает большие затруднения. В связи с тем, что при индукции 1,4 Тл большинство используемых электротехнических сталей уже достаточно насыщены, дальнейшее увеличение индукции при испытаниях нецелесообразно, так как с одной стороны это очень небольшое повышение напряжения между листами, а с другой – резкое увеличение потребляемой мощности. Повысить напряжение между листами при сохранении уровня потерь, как и при индукции 1,4 Тл и частоте 50 Гц, можно, повысив частоту питающего напряжения при одновременном снижении индукции.

Напряжение на длину сердечника (на один виток обмотки) определяется выражением

$$U_{cp} = 4fB_{max}S,$$

где U_{cp} – среднее значение напряжения, В; f – частота питающего тока, Гц; B_{max} – амплитуда индукции, Тл; S – сечение ярма сердечника, м².

При прочих равных условиях значение потерь в ярме сердечника

$$P = B_{max}^m f^n.$$

При индукциях 1 Тл и более показатель степени $m \geq 2$ [3].

Показатель степени n зависит от марки стали, т.е. от соотношения потерь на гистерезис, пропорциональных первой степени частоты, и на вихревые токи, пропорциональных второй степени частоты. Соответственно, в горячекатанных стальях с большой долей потерь на гистерезис и меньшей на вихревые токи, показатель степени $n < 1,5$, а в холоднокатанных с большей долей вихревых и дополнительных потерь – больше 1,5.

В соответствии с [3] во всем диапазоне рассмотренных там марок сталей показатель степени n меняется от $n = 1,4$ до $n = 1,67$ (максимум). Расчеты, выполненные для конкретных марок сталей, показывают, что уже при частоте 2400 Гц и при потерях, равных соответствующим при

частоте 50 Гц и индукции 1,4 Тл, можно увеличить напряжение на единицу длины как минимум вдвое. Индукция при этом составляет сорные доли теслы. Например, для холоднокатанной стали марки 3413 при максимальном показателе степени $n = 1,67$, частоте 2400 Гц и том же, что и при 50 Гц и $B = 1,4$ Тл значения удельных потерь, увеличение удельного напряжения вдвое достигается при индукции менее 0,06 Тл.

Сохранение того же уровня потерь, что и при $f = 50$ Гц и $B = 1,4$ Тл позволяет сохранить нормы на общее значение нагрева исправного сердечника. Местные же потери, соответственно и нагревы из-за прослабленной изоляции, местных механических повреждений, пропорциональные квадрату приложенного напряжения, возрастут вчетверо, что позволяет четко и быстро их идентифицировать.

При испытаниях на частоте 50 Гц вследствие длительного приложения относительно небольших потерь в местных дефектах происходит раскашивание тепла, что затрудняет однозначную идентификацию дефекта. Возможно многократное по сравнению с испытаниями при частоте 50 Гц увеличение удельной напряженности электрического поля с целью быстрой идентификации местных дефектов, что особенно эффективно.

Дальнейшее увеличение частоты не имеет особого смысла, так как при более высоких частотах для машинных преобразователей высокой частоты требуется включение последовательной ёмкости, а намагничающая обмотка должна выполняться специальным проводом.

При индукциях менее 0,1 Тл и частоте 2400 Гц удельная намагничающая сила по [3] составляет 10–20 А/м, поэтому даже для самых крупных турбогенераторов можно обойтись одним намагничающим витком при минимальном потреблении реактивной мощности. Коэффициент мощности при испытаниях близок к единице.

Например, при испытаниях турбогенератора 500 МВт сравнимые данные (для частоты 2400 Гц – расчет) приведены в таблице.

Особенно эффективно применение повышенной частоты при ремонтных работах с сердечниками электрических машин. Например, ремонтируется сердечник фазного ротора крупной машины с повреждениями железа. Местные замыкания устраняются вырубкой поврежденного участка зубца и последующим травлением. Требуется многократная проверка результатов работы. Кратковременно, в течение 1–2 мин подается напряжение с удельной напряженностью

Параметры при испытаниях	$f = 50 \text{ Гц}$	$f = 2400 \text{ Гц}$
Индукция в ярме при испытаниях, Тл	1,4	~0,055
Удельная напряженность на единицу длины, В/м	115	230
Потери в ярме, кВт	378	378
Число витков намагничивающей обмотки	4	1
Первичное напряжение, кВ	3,5	~1,53
Намагничивающая сила, А	3252	~70
Реактивная мощность, квар	2845	~107
Полная мощность, кВ·А	2870	392
Коэффициент мощности	0,131	~0,96
Первичный ток, А	820	~256
Длина/масса наматываемого для испытаний провода, м/кг	100/240	~25/~23

140 В/м, частоты 1200 Гц при индукции 0,65 Тл. Удельные потери при этом составляют 115 Вт/кг. Намагничивающий ток, подаваемый на вал (1 виток), – 280 А.

Местные дефекты выявляются в течение первых же 10–20 с, в то время как весь ротор остается холодным. Темп нагрева неповрежденного железа около 0,23 К/с.

При частоте 50 Гц и $B = 1,4 \text{ Тл}$ удельная напряженность составила бы 12 В/м, потери примерно 3,5 Вт/кг, намагничивающий ток 1600 А, $\cos \phi = 0,06$. Темп нагрева 0,007 К/с. Местные дефекты при этом выявляются очень трудно и долго, так как тепло от них интенсивно рассеивается в сторону вала.

Очевидно, что испытания при повышенной частоте имеют также меньшую трудоёмкость и энергоёмкость.

В качестве источников питания повышенной частоты могут использоваться электромашинные преобразователи частоты типа ППЧВ-500/2,4-6000, 500 кВт, 800/1600 В, 658/329 А, 2400 Гц производства завода "ЭЛСИБ" (г. Новосибирск). С учетом длительно допустимого напряжения 1,15 номинального и длительно допустимой перегрузки по мощности 1,1 номи-

нальной указанный преобразователь обеспечивает испытания практически всего диапазона машин, включая и машины предельной мощности (может быть при несколько сниженной против двукратной удельной напряженности поля). Могут быть использованы и другие преобразователи частоты типов ОПЧ, ВГО, ВГВФ, ВПЧ и др.

На заводе "ЭЛСИБ" испытания при повышенной частоте проводятся пока при ремонтах электрических машин для выявления дефектов. Необходимо переходить на испытания при повышенной частоте также и при изготовлении новых машин, сохраняя значение удельных потерь тем же, что и при испытаниях от источников с частотой 50 Гц.

Выводы

1. Испытания сердечников электрических машин при повышенной частоте источников питания и соответственно повышенной напряженности электрического поля вдоль сердечника обеспечивают более высокое качество испытаний межвитковой изоляции с четким выявлением местных дефектов, в которых потери возрастают пропорционально квадрату напряженности поля.

2. Испытания при повышенной частоте имеют существенно меньшую трудоемкость и энергоемкость и обеспечиваются от источников питания с мощностью на порядок меньшей, чем испытания при частоте 50 Гц.

Список литературы

1. ОСТ 16.0.800.34-76. Турбогенераторы, испытание сердечника статора.
2. Шарипов А.М. О методике и нормах испытаний активной стали турбогенераторов и крупных электрических машин//Электротехника. 1985. №12. С.34–37.
3. Дружинин В.В. Магнитные свойства электротехнической стали. М.: Энергия, 1974.

Шарипов Азад Мухамеджанович – канд. техн. наук ОАО НПО "ЭЛСИБ". Окончил энергетический факультет среднеазиатского политехнического института в 1954 г. В 1970 г. защитил диссертацию по теме "Методы нагрузки, определения нагревов и добавочных потерь крупных машин переменного тока".

Аналитическое определение параметров индуктивного датчика линейных и угловых перемещений

МАМЕДОВ Ф.И., доктор техн. наук, проф., ДАДАШЕВА Р.Б., канд. техн. наук, доц.

Сумгантский ГУ

Исследованы магнитные поля измерительных цепей двухмерного индуктивного датчика. Получены формулы для ЭДС обоих цепей датчика в отдельности, построены расчетные характеристики.

Общей чертой автоматизации технологических процессов и исследований является постоянно растущее значение измерения неэлектрических величин. В каждом технологическом процессе (ТП) используется весьма большое количество датчиков для преобразования текущей информации, причем каждый технологический параметр измеряется самостоятельно функционирующим отдельным датчиком [1].

Сокращение количества датчиков является актуальной задачей автоматизированных систем управлений технологическими процессами (АСУ ТП). Для решения такой задачи авторами статьи разработан двухмерный индуктивный датчик для одновременного измерения линейных и угловых перемещений подвижных частей промышленных механизмов [2].

Аналитическое определение параметров двухмерных индуктивных датчиков недостаточно освещено в отечественной технической литературе.

В статье рассматриваются вопросы теоретического исследования и определения электромагнитных параметров двухмерного индуктивного датчика, приведенного на рис.1. Датчик состоит из неподвижных тонкостенных магнитопроводов 1 и 4. Магнитопровод 1 имеет диаметральный паз, а магнитопровод 4 продольные пазы. В пазах этих магнитопроводов размещаются система обмоток 2 (для цепи линейных перемещений) и система обмоток 5 (для цепи угловых перемещений). Продольные пазы близки друг к другу и имеют средний выступ 9. Магнитопровод 4 размещается на цилиндрическом каркасе 8 со стержнями 10. Втулка 7, жестко соединенная держателем 6 и подвижным магнитопроводом 3, связывает датчик с объектом контроля. Подвижной магнитопровод в развертке имеет форму прямоугольника и в процессе функционирования датчика прикрывает системы обмоток обоих измерительных цепей одновременно.

В данной конструкции магнитные поля обмоток 2 и 5 встречаются в зоне продольных пазов. Эти поля взаимно перпендикулярны и в соответствии с этим взаимное влияние между ними практически отсутствует. При этом параметры измерительных цепей могут быть определены независимо друг от друга.

Сначала определим параметры цепи линейного перемещения. На рис.2,а,б показано взаимное расположение подвижного магнитопровода

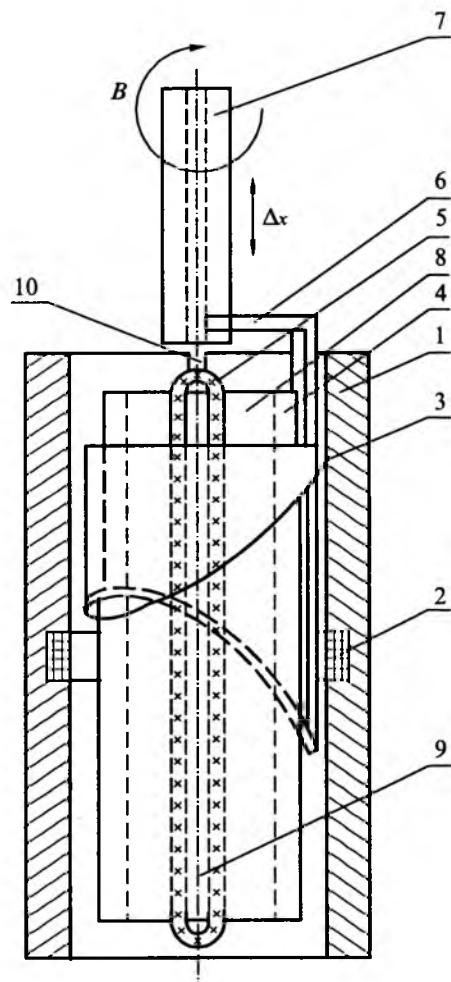


Рис.1. Конструкция двухмерного датчика линейных и угловых перемещений

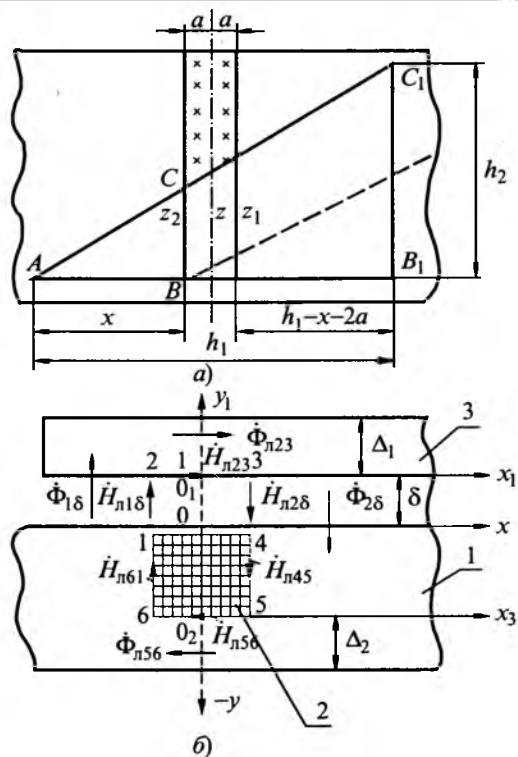


Рис.2. Магнитное поле измерительной цепи линейного перемещения датчика

3 и системы обмоток 2. Электромагнитное поле вокруг обмотки 2 является симметричным относительно оси $y(-y)$, т.е. в плоскости, где $x=0$. В плоскости $x=0$ магнитные силовые линии параллельны друг другу и в соответствии с этим поля в телах магнитопроводов 1 и 3 описываются линейными дифференциальными уравнениями второго порядка [3]:

$$\begin{aligned}\dot{H}_{l1x=0} &= A_1 e^{ky} + A_2 e^{-ky}; \\ \dot{H}_{l2x=0} &= B_1 e^{ky} + B_2 e^{-ky}.\end{aligned}\quad (1)$$

Здесь индексом l обозначена напряженность цепи линейного перемещения; A_1 , A_2 , B_1 и B_2 – постоянные интегрирования, подлежащие определению.

Необходимо отметить, что поле в теле магнитопровода 1 на участке 2–3 затухает в его толщине Δ_1 , аналогичный процесс происходит на участке 5–6 магнитопровода 1 в глубине Δ_2 . Так как в указанных участках магнитные поля не могут возрасти в Δ_1 и Δ_2 , то легко можно принять, что в формуле (1) A_1 и B_1 равны нулю и соответственно этому $\dot{H}_{l1x=0} = A_2 e^{-ky}$ и $\dot{H}_{l2x=0} = B_2 e^{-ky}$. Определив A_2 и B_2 при условии $y=0$, получим: $\dot{H}_{l1x=0} = \dot{H}_{l23}$ и $\dot{H}_{l2x=0} = \dot{H}_{l56}$. При этом $\dot{H}_{l1x=0} = \dot{H}_{l23} e^{-ky}$ и $\dot{H}_{l2x=0} = \dot{H}_{l56} e^{-ky}$. Магнит-

ные потоки, пронизывающие сечения $x=0$ в участках 2–3 и 5–6, записываются так:

$$\begin{aligned}\Phi_{l1x=0} &= \frac{\dot{H}_{l23}}{k} \mu \mu_0 \frac{h}{2h_1} (h_1 + 2a)(1 - e^{-k\Delta_1}); \\ \Phi_{l2x=0} &= \frac{\dot{H}_{l56}}{k} \mu \mu_0 \frac{h}{2h_1} (h_1 + 2a)(1 - e^{-k\Delta_2}).\end{aligned}\quad (2)$$

Если $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta$, то $\Phi_{l1x=0} = \Phi_{l2x=0}$ и соответственно $\dot{H}_{l23} = \dot{H}_{l56}$. Для определения \dot{H}_{l23} , \dot{H}_{l56} , \dot{H}_{l61} , \dot{H}_{l45} , $\dot{H}_{l1\delta}$, $\dot{H}_{l2\delta}$ применим закон полного тока для контура 1 2 3 4 5 6 1 (рис.2,б)

$$\begin{aligned}(\dot{H}_{l23} + \dot{H}_{l56})2a + (\dot{H}_{l61} + \dot{H}_{l45})h + \\ + (\dot{H}_{l1\delta} + \dot{H}_{l2\delta})\delta = i_{l1} w_{l1},\end{aligned}\quad (3)$$

где a – половина ширины паза; h – глубина паза; δ – воздушный зазор.

Для нахождения функциональной связи между напряженностями, входящими в (3), применив принцип непрерывности магнитного потока в сечениях вокруг данного контура и выбрав элементарную магнитную трубку вблизи внутренней поверхности паза, получим:

$$\dot{H}_{l1\delta} = \mu \dot{H}_{l61}; \quad \dot{H}_{l2\delta} = \dot{H}_{l45}. \quad (4)$$

Для нахождения функциональной зависимости между напряженностями магнитных полей в теле магнитопровода и в воздушном пространстве в левой и правой сторонах паза, необходимо определить поля в этих участках. Исследованием установлено, что магнитные силовые линии между подвижными и неподвижными магнитопроводами замыкаются параллельно и имеют только составляющие $\dot{H}_{ly\delta}$, которые описываются дифференциальным уравнением второго порядка. Так как в воздушном пространстве между магнитопроводами отсутствует ток проводимости и ток смещения, уравнения поля в воздушном зазоре имеют вид:

$\frac{\partial^2 \dot{H}_{l1y\delta}}{\partial x^2} = 0$ в левой и $\frac{\partial^2 \dot{H}_{l2y\delta}}{\partial x^2} = 0$ в правой сторонах паза. Решения этих уравнений с учетом граничных условий: при $x=a$ $\dot{H}_{l1y\delta} = \dot{H}_{l1\delta}$, при $x=-a$ $\dot{H}_{l2y\delta} = \dot{H}_{l2\delta}$ и при $x=\pm h_1/2$ $\dot{H}_{l1y\delta} = \dot{H}_{l2y\delta} = 0$. При этом находим напряженности $\dot{H}_{l1y\delta}$ и $\dot{H}_{l2y\delta}$, после чего магнитные потоки записываются в виде:

$$\begin{aligned}\dot{\Phi}_{\text{л1y}\delta} &= \frac{\mu_0 \dot{H}_{\text{л1}\delta} h_2}{8} (3h_1 + 4a); \\ \dot{\Phi}_{\text{л2y}\delta} &= \frac{\mu_0 \dot{H}_{\text{л2}\delta} h_2 (h_1 + 2a)(h_1 - 4a)}{8(h_1 - 2a)}. \quad (5)\end{aligned}$$

Магнитный поток $\dot{\Phi}_{\text{л2y}\delta}$, замыкающийся через правый воздушный зазор, можно принять равным $\dot{\Phi}_{\text{л2x}=0}$, а магнитный поток $\dot{\Phi}_{\text{л1y}\delta}$ в левом воздушном пространстве – $\dot{\Phi}_{\text{л1x}=0}$. При этом приравнивая (2) и (5), получаем:

$$\begin{aligned}\dot{H}_{\text{л2}\delta} &= \frac{4\mu(1-e^{-k\Delta})(h_1 - 2a)\dot{H}_{\text{л23}}}{(h_1 - 4a)h_1 k}; \\ \dot{H}_{\text{л1}\delta} &= \frac{4\mu(h_1 + 2a)(1-e^{-k\Delta})\dot{H}_{\text{л56}}}{h_1 k(3h_1 + 4a)}. \quad (6)\end{aligned}$$

Подставив (4) и (6) в (3) после некоторых преобразований имеем:

$$\dot{H}_{\text{л23}} = \frac{\dot{I}_{\text{л1}} w_{\text{л1}}}{4a + 4(\Pi_1 + H_2)(h + \mu\delta)}, \quad (7)$$

где

$$\Pi_1 = \frac{(h_1 + 2a)(1-e^{-\Delta k})}{h_1 k(3h_1 + 4a)}; \quad \Pi_2 = \frac{(h_1 - 2a)(1-e^{-k\Delta})}{(h_1 - 4a)h_1 k}.$$

Рассмотрим изменение магнитного потока от перемещения подвижного магнитопровода. Принимаем, что в начальном положении подвижного магнитопровода вершина треугольника A (рис.2, a) находится в левой стенке паза и соответственно магнитный поток, замыкающийся через подвижный магнитопровод и пронизывающий измерительную обмотку, приблизительно равен нулю. При линейном перемещении подвижного магнитопровода на x изменение магнитного потока в измерительной обмотке равно:

$$\dot{\Phi}_{\text{ly}\delta x} = \frac{\mu_0 \dot{H}_{\text{л1}\delta}}{h_1 - 2a} \int_a^{x+a} (2x + h_1) z_2 dx. \quad (8)$$

Из подобия треугольников ABC и AB_1C_1 получим: $z_2 = \frac{h_2}{h_1} x$. С учетом этого производя в (8) интегрирование, получаем:

$$\dot{\Phi}_{\text{ly}\delta x} = \frac{1}{3} \frac{\mu_0 \dot{H}_{\text{л1}\delta}}{h_1 - 2a} \frac{h_2}{h_1} x^2 (2x + 3h_1). \quad (9)$$

Подставляя в (9) $\dot{H}_{\text{л1}\delta}$, выраженное через $\dot{H}_{\text{л23}}$, с учетом (5) можем определить ЭДС в из-

мерительной обмотке в цепи линейного перемещения:

$$\begin{aligned}\dot{E}_{\text{л}} &= -j\omega w_{\text{л2}} \dot{\Phi}_{\text{ly}\delta x} = \\ &= -j\omega w_{\text{л2}} \frac{\mu\mu_0}{3(h_1 - 2a)} \frac{h_2}{h_1} \frac{(h_1 + 2a)(1-e^{-k\Delta})}{(3h_1 + 4a)kh_1} \times \\ &\times \frac{i_{\text{л1}} w_{\text{л1}} x^2 (2x + 3h_1)}{a + (1-e^{-k\Delta})(h + \mu\delta) \left[\frac{h_1 + 2a}{kh_1(3h_1 + 4a)} + \frac{h_1 - 2a}{h_1 - 4a} \right]}. \quad (10)\end{aligned}$$

Такие датчики обычно работают в режиме заданного напряжения. При этом возникает необходимость ток возбуждения, входящий в (10), выразить через напряжение питания. Для этого требуется определить индуктивность обмотки возбуждения. Индуктивность обмотки возбуждения состоит из двух частей: индуктивности рассеяния и индуктивности, определяемой по магнитному потоку, замыкающемуся через левую часть относительно паза подвижного магнитопровода. Этот магнитный поток определяется по формуле (9).

Индуктивность, определяющаяся по (9) с учетом (6) и (7), после некоторых преобразований и сокращений записывается в виде:

$$L = \frac{4\mu\mu_0 h_2 (2x + 3h_1) x^2 (h_1 + 2a)(1-e^{-\Delta k}) w_1^2}{3h_1 kh(3h_1 + 4a)} \left[a + (1-e^{-k\Delta})(h + \mu\delta) \times \right. \\ \left. \times \left(\frac{h_1 + 2a}{kh_1(3h_1 + 4a)} + \frac{h_1 - 2a}{h_1 - 4a} \right) (h_1 - 2a) \right]. \quad (11)$$

Учитывая (11) в полном сопротивлении обмотки возбуждения измерительной цепи линейного перемещения и выражая ток возбуждения по закону Ома через это сопротивление и напряжение питания, из (11) получим:

$$\begin{aligned}\dot{E}_{\text{л}} &= -j\omega w_{\text{л1}} w_{\text{л2}} m_1 \frac{\mu\mu_0}{h_1 k} \times \\ &\times \frac{(1-e^{-k\Delta}) U}{a + (1-e^{-k\Delta})(h + \mu\delta) \left(\frac{m_2}{kh_1} + m_3 \right)} \times \\ &\times \frac{x^2 (2x + 3h_1)}{R_b + j4 \left[a + (1-e^{-k\Delta})(h + \mu\delta) \left(\frac{m_2}{h_1 k} + m_3 \right) \right] kh_1}, \quad (12)\end{aligned}$$

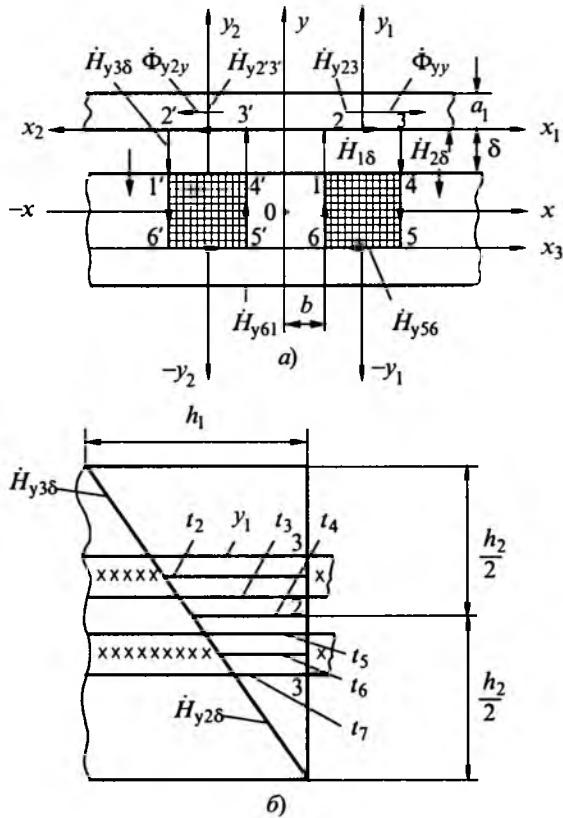


Рис.3. Магнитное поле измерительной цепи углового перемещения датчика

где

$$m_1 = \frac{1}{3(h_1 - 2a)} \frac{h_2}{h_1} \frac{(h_1 + 2a)}{(3h_1 + 4a)};$$

$$m_2 = \frac{h_1 + 2a}{(3h_1 + 4a)}; \quad m_3 = \frac{h_1 - 2a}{h_1 - 4a}.$$

Определим параметры измерительной цепи углового перемещения, поле которой представлено на рис.3.

Аналогично цепи линейного перемещения в цепи углового перемещения напряженность магнитного поля в плоскости симметрии, следом которой является прямая $(-x)x$, описывается линейным дифференциальным уравнением второго порядка, решение которого с учетом граничных условий записывается в виде:

$$\dot{H}_{yy=0} = \dot{H}_{y61} \frac{\text{ch}kx}{\text{ch}kb} = \dot{H}_{y4'5'} \frac{\text{ch}kx}{\text{ch}kb}. \quad (13)$$

Магнитный поток, пронизывающий плоскость симметрии,

$$\Phi_{yy} = 2\mu\mu_0 \frac{\dot{H}_{y61}}{\text{ch}kb} \int_0^b \text{ch}kx \frac{t_3 + t_5}{2} dx. \quad (14)$$

Определив из рис.3, б $\frac{t_3 + t_5}{2} = t_4 = \frac{h_1}{2}$ получим:

$$\Phi_{yy=0} = 2\mu\mu_0 \frac{\dot{H}_{y61}}{k} \frac{h_1}{2} \text{th}kb. \quad (15)$$

Этот магнитный поток на участке 3'-2 разветвляется на два магнитных потока Φ_{y1y} и Φ_{y2y} , т.е. $\dot{\Phi}_{yy} = \dot{\Phi}_{y1y} + \dot{\Phi}_{y2y}$.

На участках 2-3 и 2'-3' магнитные потоки определяются по формулам:

$$\dot{\Phi}_{y1y} = \mu\mu_0 \frac{\dot{H}_{y23}}{k} \frac{h_1}{2h_2} [h_2 - 2(a+b)](1 - e^{-k\Delta_1});$$

$$\dot{\Phi}_{y2y} = \mu\mu_0 \frac{\dot{H}_{y23'}}{k} \frac{h_1}{2h_2} (h_2 + 2a + 2b)(1 - e^{-k\Delta_1}). \quad (16)$$

Из (15) и (16) находим:

$$\dot{H}_{y61} = \dot{H}_{y23} b_1 + \dot{H}_{y23'} b_2, \quad (17)$$

где

$$b_1 = \frac{h_2 - 2a - 2b}{h_2 \text{th}kb} (1 - e^{-k\Delta_1});$$

$$b_2 = \frac{h_2 + 6a + 4b}{h_2 \text{th}kb} (1 - e^{-k\Delta_1}).$$

Определив поля в различных участках воздушного зазора получим:

$$\dot{H}_{y2\delta} = \mu \dot{H}_{y23'} b_3; \quad \dot{H}_{y3\delta} = \mu \dot{H}_{y23} b_4,$$

где

$$b_3 = \frac{(h_2 + 2a - 2b)(h_2 - 4a - 2b)(1 - e^{-k\Delta_1})}{2(h_2 - 2a - b)^2 bk};$$

$$b_4 = \frac{2(h_2 + 6a + 4b)(1 - e^{-k\Delta_1})}{k(3h_2 + 8a + 4b)(h_2 - 4a - 2b)}.$$

Используя принцип непрерывности для элементарной трубки магнитных силовых линий, получаем:

$$\dot{H}_{y18} = \mu \dot{H}_{y61} = \mu \dot{H}_{y4'5'}; \quad \dot{H}_{y2\delta} = \mu \dot{H}_{y6'5'}; \\ \dot{H}_{y3\delta} = \mu \dot{H}_{y45}. \quad (19)$$

Приняв, что поток рассеяния внутри паза весьма мал, соответственно получим равенство магнитных потоков, пронизывающих среднее сечение участков 2-3 и 5-6, а также 2'-3' и 5'-6':

$$\dot{H}_{y23} = \Pi_1 \dot{H}_{y56}; \quad \dot{H}_{y23'} = \Pi_1 \dot{H}_{y5'6'}, \quad (20)$$

где $\Pi_1 = (1 - e^{-k\Delta_2}) / (1 - e^{-k\Delta_1})$.

С учетом закона полного тока для контуров 1 2 3 4 5 6 1 и 1' 2' 3' 4' 5' 6' 1' получим:

$$\begin{aligned} & (\dot{H}_{y23} + \dot{H}_{y56})a + (\dot{H}_{y45} + \dot{H}_{y61})h + \\ & + (\dot{H}_{y1\delta} + \dot{H}_{y2\delta})\delta = \dot{I}_{y1}w_{y1}; \\ & (\dot{H}_{y2'3'} + \dot{H}_{y5'6'})a + (\dot{H}_{y4'5'} + \dot{H}_{y6'1'})h + \quad (21) \\ & + (\dot{H}_{y1\delta} + \dot{H}_{y3\delta})\delta = \dot{I}_{y1}w_{y1}. \end{aligned}$$

Подставляя (17)–(20) в (21), после некоторых преобразований и упрощений, получаем:

$$\begin{aligned} \dot{H}_{y56} &= \frac{b_8 - b_6}{b_5 b_8 - b_7 b_6} \dot{I}_{y1} w_{y1}; \\ \dot{H}_{y5'6'} &= \frac{b_5 - b_7}{b_5 b_8 - b_7 b_6} \dot{I}_{y1} w_{y1}, \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \text{где } b_5 &= (1 + \Pi_1)a + \Pi_1 b_1(h + \mu\delta); \\ b_6 &= (b_2 + b_3)h_1(h + \mu\delta); \quad b_7 = \Pi_1(b_1 + b_4)(h + \mu\delta); \\ b_8 &= (1 + \Pi_1)a + b_2\Pi_1(h + \mu\delta). \end{aligned}$$

Подставляя (22) в (20), а полученные выражения в (18), после некоторых преобразований получаем:

$$\begin{aligned} \dot{H}_{y2\delta} &= \mu b_3 \Pi_1 \frac{b_5 - b_7}{b_5 b_8 - b_6 b_7} \dot{I}_{y1} w_{y1}; \\ \dot{H}_{y3\delta} &= \mu b_4 \Pi_1 \frac{b_8 - b_6}{b_5 b_8 - b_6 b_7} \dot{I}_{y1} w_{y1}. \end{aligned} \quad (23)$$

Рассмотрим произвольное положение подвижного магнитопровода, т.е. принимаем, что он от исходного положения получил перемещение на x_β . При этом магнитные потоки, замыкающиеся через треугольную и трапециoidalную части подвижного магнитопровода,

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{y2\delta} &= \frac{\mu \dot{H}_{y2\delta}}{(h_2 - 4a - 2b)} \frac{h_1}{2h_2} x_\beta^2 (h_2 - 2a - 2b - \frac{4}{3}x_\beta); \\ \dot{\Phi}_{y3\delta} &= \frac{\mu_0 \dot{H}_{y3\delta}}{(h_2 - 4a - 2b)} \frac{h_1}{2h_2} (b_9 - x_\beta) (b_{10} + b_{11}x_\beta - \frac{2}{3}x_\beta^2), \end{aligned} \quad (24)$$

$$\text{где } b_9 = h_2 - 4a - 2b; \quad b_{10} = \frac{24a + 14b - h_2}{6}.$$

Полный магнитный поток, пронизывающий измерительную обмотку цепи углового перемещения, получим, подставив (23) в (24) и сложив $\dot{\Phi}_{y2\delta}$ и $\dot{\Phi}_{y3\delta}$. Созданная им ЭДС

$$\dot{E}_y = -j \frac{\mu \mu_0 \Pi_1 h_1 \omega w_{y1} I}{2(h_2 - 4a - 2b) h_2} [b_{12} b_3 x_\beta^2 (h_2 - 2a - 2b - \frac{4}{3}x_\beta) + b_4 b_{13} (b_9 - x_\beta) (b_{10} + b_{11}x_\beta - \frac{2}{3}x_\beta^2)], \quad (25)$$

где

$$b_{12} = \frac{b_5 - b_7}{b_5 b_8 - b_6 b_7}; \quad b_{13} = \frac{b_8 - b_6}{b_5 b_8 - b_6 b_7}.$$

Как отмечено выше, такие датчики обычно работают в режиме заданного напряжения, поэтому возникает необходимость выразить ток возбуждения через отношение напряжения питания к полному комплексному сопротивлению, где требуется знать индуктивность обмотки возбуждения. Эта индуктивность состоит из двух частей, первая из которых определяется по (24), а вторая – индуктивность рассеяния. Необходимо отметить, что индуктивность рассеяния значительно меньше, чем индуктивность, определяемая по (24). Индуктивность, определенную по общему потокосцеплению, можно найти по (24):

$$L = \left[\frac{\mu \mu_0 \Pi_1 b_{12} h_1 b_3}{2(h_2 - 4a - 2b) h_2} x_\beta^2 [h_2 - 2a - 2b - \frac{4}{3}x_\beta] + \right. \\ \left. + \frac{\mu \mu_0 b_4 \Pi_1 b_{13} h_1}{(h_2 - 4a - 2b) 2h_2} (b_9 - x_\beta) (b_{10} + b_{11}x_\beta - \frac{2}{3}x_\beta^2) \right] w_1^2. \quad (26)$$

Выразив ток возбуждения через L и подставив полученное в (24), для ЭДС \dot{E}_y получим:

$$\dot{E}_y = -j b_{14} \left[b_{12} b_3 x_\beta^2 [h_2 - 2a - 2b - \frac{4}{3}x_\beta] + \right. \\ \left. + b_4 b_{13} (b_9 - x_\beta) (b_{10} + b_{11}x_\beta - \frac{2}{3}x_\beta^2) \right] \times \\ \times \frac{\dot{U}_n}{R_{yb} + j \omega b_{15} [b_{12} b_3 x_\beta^2 (h_2 - 2a - 2b - \frac{4}{3}x_\beta) + \\ + b_4 b_{13} (b_9 - x_\beta) (b_{10} + b_{11}x_\beta - \frac{2}{3}x_\beta^2)] w_1^2}, \quad (27)$$

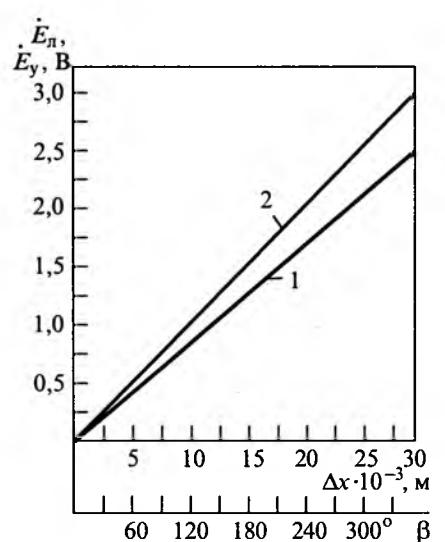


Рис.4. Рабочие характеристики двухмерного датчика:
1 – для цепи линейного перемещения; 2 – для цепи углового перемещения

где

$$b_{14} = \frac{\mu\mu_0\pi_1 h_1 \omega_{y1} w_{y2}}{2(h_2 - 4a - 2b)h_2}; \quad b_{15} = \frac{\mu\mu_0\pi_1 h_1}{2(h_2 - 4a - 2b)h_2}.$$

Таким образом, формула (27) позволяет определить рабочую характеристику цепи углового перемещения датчика. Полученные по формулам (12) и (27) характеристики приведены на рис.4. Кривые 1 и 2 построены для цепей линейного и углового перемещений, соответственно.

Двухмерный индуктивный датчик может

быть применен в различных отраслях народного хозяйства, в том числе в нефтяной промышленности.

Список литературы

1. Агейкин Д.И., Костина Е.Н., Кузнецова Н.Н. Датчики контроля и регулирования. М.: Машиностроение, 1965.
2. Мамедов Ф.И., Саттаров В.К. Теоретические исследования многомерного индуктивного преобразователя перемещений//Изв. вузов. Нефть и газ. 1984. № 10. С.23-27.
3. Бессонов Л.А. Электромагнитное поле. М.: Высшая школа, 1986.

Определение собственной частоты колебания спиральной пружины электромеханических преобразователей

ЯНГИРОВ И.Ф., канд. техн. наук.

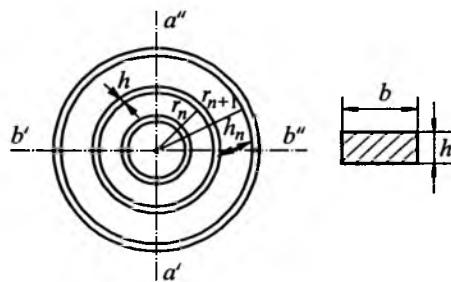
Уфимский ГНТУ

Получено аналитическое выражение для расчета собственной частоты колебания спиральной пружины, используемой в электромеханических преобразователях и электроизмерительных приборах. Учитываются геометрические размеры, число витков и материал пружины, что позволяет проектировать колебательную систему с необходимым спектром собственных частот.

К важнейшим характеристикам упругой колебательной системы относится собственная частота колебания системы и относительная степень успокоения. Знание собственной частоты позволяет получать с помощью соответствующих конструктивных изменений необходимый спектр собственных частот. При этом строгое определение значений собственных частот упругих систем преобразователей, особенно сложной конфигурации, представляет трудности. Это объясняется тем, что механическая колебательная система электромеханических преобразователей в форме спиральной пружины имеет распределенные параметры. Полученные в [1-3] соотношения для собственных частот спиральных моментных пружин являются достаточно громоздкими для применения в практике проектирования, и получены они применительно к пружинам с максимальными значениями собственных частот.

As a result of investigation, analytical expression for the calculation of its own spiral spring oscillations frequency widely used in electromechanical converters and measuring devices is found. Geometrical dimensions, the number of turns and spring material are taken into account. All these makes it possible to design an oscillatory system with the due spectrum of its own frequencies.

В данной работе определяется собственная частота колебания спиральной пружины применительно к электромеханическим преобразователям [4] в режиме генератора и двигателя с использованием приведенной модели по методу Релея [5]. Для практических расчетов используется простейшая система с сосредоточенной массой и жесткостью взамен сложной реальной с распределенными параметрами.



Расчетная схема спиральной пружины

Пользуясь приведенной моделью системы и учитывая радиальные перемещения для кинетической энергии слитых колес (рисунок) можно записать соотношения

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{\sum m_n v_n^2}{2} = \\ &= \frac{\omega_0^2}{2} \sum_{n=1}^N m_n \left(\frac{J_1(l_0 \gamma_n) + AN_1(l_0 \gamma_n)}{J_1(l_0 R_n / R_1) + AN_1(l_0 R_n / R_1)} \right)^2 = \\ &= \frac{\omega_0^2}{2} \sum_{n=1}^N m_n f_n^2(l_0 \gamma_n), \end{aligned} \quad (1)$$

где m_n – масса n -го витка спирали; $f_n(l_0; \gamma_n)$ – форма колебания n -го витка; $J_1(l_0; \gamma_n)$; $N_1(l_0; \gamma_n)$ – функция Бесселя первого и второго рода; $A = -J_1(l_0, \gamma_{n0})/N_1(l_0, \gamma_{n0})$ – постоянная величина; $l_0 = \omega_0 \sqrt{\rho k} R_1$ – витковый коэффициент; k – коэффициент, обратный приведенному модулю упругости; ρ – плотность материала спирали; $\gamma_n = r_n / R_1$ – относительный радиус [6].

Кинетическая энергия движущейся сейсмической массы определяется из выражения

$$K_2 = \frac{M v^2}{2}, \quad (2)$$

где v – скорость колебания точки приведения; M – сейсмическая масса, используется как чувствительный элемент в конструкции исходного преобразователя [4].

Так как вдоль оси колебания для приведенной модели $x = 2\pi \sum_1^N U_n$, где $\sum_1^N U_n$ – суммарное перемещение точки приведения, то

$$v = \frac{dx}{dt} = 2\pi \sum_1^N \frac{dU_n}{dt} = 2\pi \omega_0 \sum f_n(l_0 \gamma_n). \quad (3)$$

Подставляя выражение (3) в (2), получаем:

$$K_2 = \frac{M}{2} \pi^2 \omega_0^2 \sum_1^N f_n^2(l_0 \gamma_n). \quad (4)$$

Тогда суммарная кинетическая энергия приведенной системы

$$\begin{aligned} K_1 + K_2 &= K_3 = \frac{M_1 \omega_0^2}{2} = \\ &= \frac{\omega_0^2}{2} \sum_{n=1}^N m_n f_n^2(l_0 \gamma_n) + \frac{\omega_0^2}{2} 4\pi^2 M \sum_1^N f_n^2(l_0 \gamma_n). \end{aligned} \quad (5)$$

Из (5) приведенная масса системы

$$M_1 = 4\pi^2 M \sum_{n=1}^N f_n^2(l_0 \gamma_n) + \sum_{n=1}^N m_n f_n^2(l_0 \gamma_n). \quad (6)$$

Определяем жесткость приведенной пружины, определяющей эквивалентность реальной и приведенной схемы. Потенциальная энергия приведенной системы

$$P_1 = \frac{C_1 (2\pi \cdot 1)^2}{2} = \frac{C_1}{2} 4\pi^2 = \frac{C_1 (2\pi U_n)}{2}, \quad (7)$$

где C_1 – жесткость приведенной пружины; U_n – перемещение для приведенной системы [5].

Далее определяется механическая работа, совершаемая при перемещении каждого n -го витка пружины. Радиальное усилие, возникающее в n -м витке спирали при свободном колебании пружины [7]

$$\begin{aligned} F_m &= \frac{bh}{R_1} \frac{E}{1-\mu^2} \left[\frac{d}{d\gamma_n} \left(\frac{J_1(l_0 \gamma_n) + AN_1(l_0 \gamma_n)}{J_1(l_0 R_n / R_1) + AN_1(l_0 R_n / R_1)} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \mu \frac{1}{\gamma_n} \left(\frac{J_1(l_0 \gamma_n) + AN_1(l_0 \gamma_n)}{J_1(l_0 R_n / R_1) + AN_1(l_0 R_n / R_1)} \right) \right], \end{aligned} \quad (8)$$

где b, h – ширина и высота сечения спирали; E, μ – коэффициенты Юнга и Пуассона для материала спирали; R_1, R_0 – радиусы первого и конечного витков.

Воспользуемся формулой дифференцирования для функции Бесселя [8]

$$\begin{aligned} J'_1(x) &= J_0(x) - \frac{1}{x} J_1(x); \\ \frac{dJ_1(l_0 \gamma_n)}{d\gamma_n} &= l_0 \left[J_0(l_0 \gamma_n) - \frac{1}{l_0 \gamma_n} J_1(l_0 \gamma_n) \right]; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} N'_1(x) &= N_0(x) - \frac{1}{x} N_1(x); \\ \frac{dN_1(l_0 \gamma_n)}{d\gamma_n} &= l_0 \left[N_0(l_0 \gamma_n) - \frac{1}{l_0 \gamma_n} N_1(l_0 \gamma_n) \right], \end{aligned} \quad (10)$$

где $J_0(x); N_0(x)$ – функции Бесселя первого и второго рода нулевого порядка.

Работа, произведенная радиальной силой при перемещении каждого витка спирали

$$\begin{aligned} A_r &= \sum_{n=1}^N F_m U_n = \frac{bh}{R_1} \frac{E}{1-\mu^2} \times \\ &\quad \times \sum_{n=1}^N \left[\left(\frac{J_1(l_0 \gamma_n) + AN_1(l_0 \gamma_n)}{J_1(l_0 R_n / R_1) + AN_1(l_0 R_n / R_1)} \right) - \right. \\ &\quad \left. - \mu \frac{1}{\gamma_n} f_n(l_0 \gamma_n) \right] f_n(l_0 \gamma_n). \end{aligned} \quad (11)$$

Используя равенство $P_1 = A_r$, получаем приведенную жесткость упругой системы электромеханической системы

хнического преобразователя со спиральной вторичной системой:

$$C_2 = \frac{bh}{2\pi^2 R_l} \frac{E}{1-\mu^2} \times \sum_{n=1}^{N_1} \left[l_0 \frac{J_1(l_0 \gamma_n) + AN_1(l_0 \gamma_n)}{J_1(l_0 R_0/R_l + AN_1(l_0 R_0/R_l))} - \mu \frac{1}{\gamma_n} f_n(l_0 \gamma_n) \right] f_n(l_0 \gamma_n), \quad (12)$$

где b, h – размеры поперечного сечения пружины; $E_{np} = E/(1-\mu^2)$ – приведенный модуль упругости.

Приравнивая максимальные значения кинетической и потенциальной энергии системы, получаем формулу для расчета собственной частоты спиральной системы

$$\omega_0^2 = \frac{C_1}{M_1} = \frac{bh}{2\pi^2 R_l} \frac{E}{1-\mu^2} \times \sum_{n=1}^{N_1} \left[\left(l_0 \frac{J_1(l_0 \gamma_n) + AN_1(l_0 \gamma_n)}{J_1(l_0 R_n/R_l + AN_1(l_0 R_0/R_l))} \right) - \frac{1-\mu^2}{\gamma_n} \right] f_n(l_0 \gamma_n) \times \frac{4\pi^2 M \sum_{n=1}^N f_n^2(l_0 \gamma_n) + \sum_{n=1}^N m_n^2(l_0 \gamma_n)}{4\pi^2 M \sum_{n=1}^N f_n^2(l_0 \gamma_n) + \sum_{n=1}^N m_n^2(l_0 \gamma_n)}. \quad (13)$$

Представляется целесообразным рассмотреть предельные частные случаи полученного выражения в зависимости от аргумента функции Бесселя и других параметров преобразователя.

1. Аргумент функции Бесселя бесконечно малая величина $l = \gamma_n \rightarrow 0$.

Используя приближенные формулы приведения и приближенные выражения для функции Бесселя нулевого порядка при малых аргументах [8]

$$J_0(l_0 \gamma_n) = 1; \quad (14)$$

$$N_0(l_0 \gamma_n \rightarrow 0) = \frac{2}{\pi} \ln l_0 \gamma_n, \quad (15)$$

получаем выражение для формы колебаний в относительных радиусах

$$f_n = \frac{\gamma_n^2 - \gamma_0^2}{R_0^2 \gamma_0^2 R_l^2} \frac{R_l R_0}{\gamma_n} \quad (16)$$

или переходя к конкретным геометрическим размерам

$$f_n = \frac{r_n^2 - r_0^2}{R_0^2 - r_0^2} \frac{R_0}{r_n}. \quad (17)$$

Подставляя выражение (14)–(16) в (13) и опуская промежуточные выкладки, находим собственную частоту упругой системы в относительных радиусах

$$\omega_0^2 = \frac{bh}{2\pi^2 R_l} \frac{E}{1-\mu^2} \times \frac{\sum \left[\gamma_n \left(1 + \frac{1}{2} l_0^2 \gamma_0^2 \ln \gamma_n \right) - \frac{1-\mu^2}{\gamma_n^2} (\gamma_n^2 - \gamma_0^2) \right] \frac{\gamma_n^2 - \gamma_0^2}{\gamma_n}}{4\pi^2 M \sum \left(\frac{\gamma_n^2 - \gamma_0^2}{\gamma_n} \right) + \sum m_n \left(\frac{\gamma_n^2 - \gamma_0^2}{\gamma_n} \right)} \quad (18)$$

или через радиусы витков пружины

$$\omega_0^2 = \frac{bh}{2\pi^2 R_l} \frac{E}{1-\mu^2} \times \frac{\sum \left[\left(1 + \frac{1}{2} \omega_0^2 \rho k r_0^2 \ln \omega_0 \sqrt{\rho k r_n} \right) - \frac{1-\mu^2}{r_n^2} (r_n^2 - r_0^2) \right] \frac{r_n^2 - r_0^2}{r_n}}{4\pi^2 M \sum \left(\frac{r_n^2 - r_0^2}{r_n} \right) + \sum m_n \left(\frac{r_n^2 - r_0^2}{r_n} \right)}. \quad (19)$$

Используя формулу разложения для логарифмических функций при $0 < \omega_0 \sqrt{\rho k r_n} < 2$ [8]

$$\ln \omega_0 \sqrt{\rho k r_n} = (\omega_0 \sqrt{\rho k r_n} - 1) - \frac{(\omega_0 \sqrt{\rho k r_n} - 1)^2}{2} + \frac{(\omega_0 \sqrt{\rho k r_n} - 1)^3}{3} \dots \quad (20)$$

и учитывая, что $\omega_0 \sqrt{\rho k r_n} \rightarrow 0$, получаем

$$\omega_0^2 = \frac{bh}{2\pi^2 R_l} \frac{E}{1-\mu^2} \times \frac{\sum \left[\mu + (1-\mu) \frac{\gamma_0^2}{\gamma_n^2} \right] \frac{\gamma_n^2 - \gamma_0^2}{\gamma_n}}{4\pi^2 M \sum \left(\frac{\gamma_n^2 - \gamma_0^2}{\gamma_n} \right)^2 + \sum m_n \left(\frac{\gamma_n^2 - \gamma_0^2}{\gamma_n} \right)^2}. \quad (21)$$

2. Считаем, что дополнительная сейсмическая масса отсутствует: $M=0$ или $M \ll \sum m_n$. Учитывая, что $r_n \rightarrow 0$ в точке крепления спирали, и определяя массу пружины как $m = bh\rho L$, где ρ – плотность материала спирали и $L = \pi(R_1 + R_0)n$ – длина спирали [3], получаем в упрощенной форме, наиболее пригодной для практических расчетов и анализа, выражение вида

$$\omega_0^2 = \frac{1}{2\pi^2} \frac{1}{\pi(R_1 + R_0)n} M \frac{\sum r_n}{\sum r_n^2} \frac{E_{\text{пр}}}{\rho} \quad (22)$$

или, обозначая через некоторый конструктивный коэффициент

$$C = \sqrt{\frac{1}{2\pi^2} \frac{1}{\pi(R_1 + R_0)n} M \frac{\sum r_n}{\sum r_n^2}}, \quad (23)$$

в наиболее общем виде

$$\omega_0 = \sqrt{C \frac{E_{\text{пр}}}{\rho}}. \quad (24)$$

Упрощенная формула (24) совпадает с формулами, приведенными в [9, 10], что свидетельствует о правильном подходе к решению поставленной задачи.

По (22) были произведены расчеты собственных частот различных вариантов спиральных пружин с различными геометрическими размерами и числом витков, материалом спирали. Результаты сравнивались с расчетными данными, произведенными для тех же конструкций спиралей по формуле [3]

$$f_0 = 0,23n \frac{h}{(R_1^2 + R_1 R_0 + R_0^2)\omega} \sqrt{\frac{E}{np}}, \quad (25)$$

где $n = 1, 2, 3\dots$

В результате обработки расчетных и экспериментальных данных было получено уточненное выражение, учитывающее влияние толщины ленты на собственную частоту спиральной пружины:

$$f_0'' = \frac{1000h}{k_1} \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{2\pi^2} \frac{1}{\pi(R_1 + R_0)n} M \frac{\sum r_n}{\sum r_n^2} \frac{E_{\text{пр}}}{\rho}}. \quad (26)$$

Результаты обработки показали, что выражение (26) дает удовлетворительный результат при толщине ленты $h = (1,5 \div 3,5) \cdot 10^{-5}$ м, что имеет место при изготовлении точных приборов и при этом $K_1 = 2 \div 3$, что выбирается с учетом толщины ленты.

Например, для серийных приборов типа А-0 экспериментально установлено, что $f_0 \approx 50$ Гц [3]. Расчетное значение, полученное по формуле

(25) при номинальных параметрах применяемых в приборе пружин ($R_1 = 1,7 \cdot 10^{-3}$ м; $R_2 = 4 \cdot 10^{-3}$ м; $h = 2,4 \cdot 10^{-5}$ м; $n = 5,3$; $\mu = 0,31$; $\rho = 8230$ кг/м³; $E = 1,35 \cdot 10^{11}$ Н/м²) составляет $f_0' \approx 49,8558$ Гц, а расчет по формуле (26) при $K_1 = 2,4$ дает $f_0'' \approx 49,8676$ Гц, т.е. выражение (26) дает вполне удовлетворительный результат с отклонением до 0,1% от экспериментального значения.

В общем случае отклонение расчетных значений по формуле (26) от известных формул для расчета собственных частот спиральных конструкций менее 0,1%.

Предложенная методика дает возможность:

1. Определять собственную частоту колебаний с погрешностью до 0,1%.
2. Учитывать все параметры спиральной пружины, что позволит в дальнейшем оптимизировать геометрические размеры пружины для получения улучшенных характеристик подобного класса электромеханических преобразователей.
3. Изменять спектр собственных частот соответствующими конструктивными изменениями, что повышает ценность работы.

Список литературы

1. Гевондян Т.А. Пружинные двигатели. Теория, расчет, методы контроля и испытаний. М.: Оборонгиз, 1956.
2. Мишин В.А., Белый М.И. Расчет собственных частот подвижных электроизмерительных приборов//Изв. вузов. Приборостроение. 1977. № 11. С. 5–11.
3. Мишин В.А., Леокумович А.Д. Проектирование спиральных моментных пружин для электроизмерительных приборов//Изв. вузов. Приборостроение. 1981. № 5. С. 59–63.
4. Пат. 2085012 РФ. Магнитоэлектрический преобразователь/И.Ф. Янгиров, И.Х. Хайруллин, Ф.Р. Исмагилов//Открытия. Изобретения. 1997. № 20.
5. Тимошенко С.П., Янг Д.К., Уивер У. Колебания в инженерном деле. М.: Машиностроение, 1985.
6. Хайруллин И.Х., Исмагилов Ф.Р., Янгиров И.Ф. Электромеханический преобразователь со спиральной вторичной системой//Электротехника. 1997. № 4. С. 40–43.
7. Феодосьев В.И. Сопротивление материалов. М.: Наука, 1986.
8. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1984.
9. Проектирование датчиков для измерения механических величин/Под ред. Е.П. Осадчего. М.: Машиностроение, 1979.
10. Туригин А.М., Новицкий П.В. и др. Электрические измерения неэлектрических величин. Л.: Энергия, 1975.

Тепловизионный контроль или диагностика?

ВЛАСОВ А.Б.

Рассматриваются вопросы, связанные с проблемами проведения тепловизионного контроля. Рассмотрены основные нормативно-правовые вопросы технической диагностики.

В [1] рассматриваются цели, понятия и общие принципы диагностического контроля высоковольтного оборудования, в том числе оперативной диагностики, использующей методы тепловизионного контроля.

Этапы развития тепловизионного контроля для нужд энергетики отражены в работах других специалистов. Метод тепловизионного контроля интенсивно развивается, что подтверждается расширением номенклатуры объектов и сферы применения тепловизионных приборов в энергетике (курсивом выделены термины ГОСТ). С начала 90-х годов начал устойчиво применяться термин "тепловизионная диагностика". Можно ли подменять эти термины и произвольно использовать их при описании тех или иных задач, проблем или методов решения? Можно ли применять термин "тепловизионная диагностика" к мероприятиям рабочего технического диагностирования, осуществляемым в настоящее время с помощью тепловизионных приборов на предприятиях?

При обсуждении статьи мы ограничимся проблемой анализа возможностей тепловизионной диагностики как метода технической диагностики, и как В.Г.Аракелян [1] будем основываться на нормативно-правовых документах, принятых в настоящее время.

Общие понятия

ГОСТ 25314-82 [2] определяет "тепловизионный контроль" как метод теплового неразрушающего контроля, основанного на использовании электронных средств тепловидения, анализа теплового изображения с помощью теплограмм. На основе результатов тепловизионных измерений принимается экспертное решение о состоянии электрооборудования.

Рассмотрим, насколько возможности, методы, средства достижения результатов тепловизионного контроля соответствуют нормативному подходу к тому или иному методу технической диагностики, описываемому ГОСТ 20911-89 "Техническая диагностика" [3], ГОСТ 27.002-89 "Надежность в технике" [4].

Согласно ГОСТ 20911-89 "техническая диагностика" – область знаний, охватывающая теорию, методы, и средства определения технического состояния объекта, которое характеризуется в определенный момент времени при определенных условиях внешней среды значениями параметров, установленных технической документацией на объект. Объектами технического диагностирования в энергетике, как отмечено в [1], являются электротехнические аппараты, их отдельные узлы, имеющие свой ресурс, характеризующиеся предельным состоянием.

Преимуществом тепловизионного контроля является проведение испытаний в процессе эксплуатации. К сожалению, разработчиками метода не используются широкие возможности различных методов теплового вида, и на практике применяется только пассивный метод теплового контроля [2].

They are considered questions, connected with problem of the undertaking termovision control. Analysis of the main normative-legal of technical diagnostics is produced.

Используемые в настоящее время средства технического диагностирования: аппаратура (тепловизоры и пиromетры) и программы, направленные на обработку теплограмм и подготовку отчетов, в своем потенциале позволяют решать задачи, стоящие перед тепловизионной диагностикой.

Задачи тепловизионной диагностики

Согласно ГОСТ 20911-89 техническое диагностирование предназначено для решения двух важнейших задач, первая из которых связана с установлением технического диагноза; вторая – направлена на достижение цели – прогнозирование технического состояния.

В "задачу диагноза" входит: а) поиск места неисправности; б) определение причин отказа; в) контроль технического состояния. Технический диагноз является конечным результатом контроля технического состояния.

Решение "задачи прогноза" служит для прогнозирования технического состояния – определения технического состояния объекта с заданной вероятностью на предстоящий интервал времени. Целью прогнозирования технического состояния может быть определение с заданной вероятностью интервала времени (ресурса), в течение которого сохранится работоспособное состояние объекта, или вероятности сохранения работоспособности состояния объекта на заданный интервал времени.

Если рассматривать тепловизионный контроль как профилактическую меру поддержания работоспособности оборудования (осмотр), то от данного вида диагностического мероприятия не следует требовать решения всех диагностических задач, ограничившись решением первой из них.

Но, по нашему мнению, есть необходимость и возможность разработки метода "тепловизионной диагностики", решающего задачи технического диагностирования в полной мере.

Проблемы решения "задачи диагноза" при тепловизионной диагностике

Анализируя современные тенденции развития тепловизионного контроля в энергетике, можно отметить, что решена только часть первой задачи технического диагностирования. Наибольшее внимание специалистов сосредоточено, главным образом, на анализе теплового изображения с помощью теплограмм для локализации места неисправности.

В значительно меньшей степени анализируются причины отказа, закономерности развития дефектов. Серьезные трудности возникают при оценке технического состояния объектов. Это отрицательно влияет на все последующие выводы, которые необходимо сделать в процессе тепловизионной диагностики.

Определение причин отказа (*неисправности*) связано со значительными сложностями технологии тепловизионного контроля и интерпретации данных *тепловизионных измерений* из-за многогранности характеристик параметров объектов контроля.

Специалисты имеют достаточные знания по схемотехническому решению той или иной конструкции, а также информацию по дефектам, обнаруживаемым другими (не тепловизионными) методами. Проблему составляет анализ взаимосвязи наблюдаемых *температурных полей* объекта с возможными внешними, внутренними повреждениями или дефектами.

Сложность определения причин отказа связана с тем, что практически не развиты *диагностические модели* – формализованное описание объекта, необходимое для решения задач диагностирования, отсутствуют *термограммы* или *термопрофилограммы* исходных (не нарушенных) энергетических объектов, их тепловые характеристики. Задача подготовки *диагностического обеспечения* для энергетики не решается ни заводами-изготовителями электротехнического оборудования, ни специалистами, занимающимися проблемами тепловизионного контроля.

В стандартах, например ГОСТ 27.002-89 [4], ГОСТ 15476-79 [5], определены понятия, термины и определения, в частности, *дефект*, *повреждение*, *отказы*, их качественные и количественные характеристики с точки зрения параметров надежности. В частности, дефекты могут быть *явными*, *скрытыми*, *критическими* в зависимости от оценки их влияния на эффективность и безопасность использования объекта с учетом его назначения, *устройства*, *режимов* и *условий эксплуатации*.

Критерием отказа является признак или совокупность признаков нарушения работоспособного состояния объекта, установленные в нормативно-технической документации и (или) конструкторской (проектной) документации [4]. По характеру изменения основных параметров электрооборудования до момента возникновения отказа различают *внезапные*, *постепенные* и другие отказы.

При анализе литературных данных можно отметить не только отход от терминологии, принятой стандартами, но и, как следствие, несогласованность в понимании тех или иных понятий, терминов, применяемых при тепловизионном контроле в различных энергосистемах.

Имеются неоднозначные мнения среди специалистов по определению *диагностических (контролируемых) параметров*, *их предельных состояний*. Иногда *параметры предельного состояния*, например, максимальное значение температуры того или другого узла, конструкции в целом, указываются разработчиками электротехнического оборудования в технических условиях. Но в большинстве случаев определение технического состояния с помощью тепловизионного метода превращается для оператора в сложную задачу с многочисленными неопределенными факторами.

Специалистами, работающими в области практического тепловизионного контроля, отмечается слабая методологическая база *тепловизионных измерений*, ограниченный обмен информацией в масштабах отрасли, затруднение выработки единых технических требований, отсутствие систематизации данных в различных энергосистемах, недостаточная нормативная база.

По нашему мнению, при проверке технического состояния с помощью тепловизионной техники основны-

ми документами в определении понятий, критериях дефектности, повреждений и отказов должны быть ГОСТ [2–7 и др.], определяющие терминологию, методы испытаний и определения параметров надежности, нормы нагрева устройств и отдельных узлов.

Решение "задачи диагноза" при тепловизионном контроле остается во многом субъективным, зависящим от личного опыта оператора. В связи с этим существуют проблемы методического характера при подготовке операторов, принятии экспертного решения при проведении тепловизионного обследования. Возникает, по нашему мнению, тенденция, когда важным методом технической диагностики может успешно овладеть лишь узкий круг специалистов.

Перед тепловизионной диагностикой стоят задачи разработки *диагностических моделей*, уточнения количественных характеристик параметров "предельных состояний" для каждого вида обследуемого оборудования и его узлов. Определение технического состояния объекта предусматривает разработку обоснованных алгоритмов *диагностирования* как совокупность предписаний, определяющих последовательность действий при проведении диагностирования. Алгоритмы диагностирования должны быть реализованы различными *видами средств технического диагностирования*, под которыми понимаются *аппаратура, программы и документация*, позволяющая оценить техническое состояние объектов, их параметры надежности.

В настоящее время наибольшее внимание уделяется лишь программам обработки тепловизионного изображения, но практически полностью отсутствуют *программы и алгоритмы диагностирования*, позволяющие определить *дополнительные показатели и характеристики: полноту и достоверность технического диагностирования, глубину поиска неисправности, условную вероятность обнаруженного или ложного отказа*, требуемые ГОСТ [3, 4]. Современными технологиями тепловизионного контроля данные показатели не определяются, различные методические рекомендации подобными понятиями не оперируют.

Проблемы решения "задачи прогноза" при тепловизионной диагностике

Отход от нормативной терминологии и требований ГОСТ отрицательно сказывается на решении, как первой – "задачи диагноза", так и второй – "задачи прогноза", целью которой является определение *показателей надежности, безотказности, долговечности* и т.п., требуемых ГОСТ [3, 4, 7] при осуществлении мероприятий технической диагностики.

Современный этап развития метода тепловизионного обследования, по нашему мнению, имеет существенный недостаток, выражющийся в преимущественной разработке методов решения "задачи диагноза", и в недостаточном внимании ко второй задаче технической диагностики – прогнозу.

Авторы статей и методических указаний по "тепловизионной диагностике" практически не уделяют внимание показателям надежности. Это вызывает удивление, учитывая, что нормативные документы требуют от любого метода технической диагностики выработки алгоритмов *диагностирования*, в том числе, статистической обработки результатов для определения таких *параметров надежности как ресурс, наработка, вероятность безотказной работы, гамма-процентный ресурс*, пока-

затрат на измерения, надежности, долговечности.

В [8–10] показана возможность обеспечения, определения и контроля надежности по данным тепловизионных измерений с помощью программ обеспечения надежности, экспериментального определения численных значений показателей эксплуатационной надежности, с использованием расчетного метода определения надежности.

Проблемы, возникающие при решении задачи прогноза, связаны, по нашему мнению, со многими факторами:

- несовершенной системой тепловизионного контроля на различных энергетических предприятиях, в рамках которой диагностика проводится эпизодически, без накопления и анализа данных, не создаются технологии отбора и статистической обработки данных тепловизионных измерений, позволяющие приступить к решению проблемы прогноза;

- недостаточным развитием диагностических моделей на основе анализа физико-химических процессов старения, позволяющих понять и прогнозировать поведение как сложного оборудования, так и его отдельных узлов.

Именно поэтому приходится констатировать, что вторая задача технической диагностики, связанная с прогнозированием, до настоящего времени практически не решается.

Выводы

1. В настоящее время, мероприятия, осуществляемые в рамках тепловизионного контроля, не в полной мере соответствуют требованиям "тепловизионной диагностики" как метода технической диагностики.

2. Тепловизионный контроль объектов энергетики, используя современное оборудование, проводя диагностирование огромного массива электротехнического оборудования, обладает всеми потенциальными возможностями метода технической диагностики. Для этого необходимо:

- разработать адекватные диагностические модели и алгоритмы диагностирования, связанные с реальными процессами, происходящими в электротехнических аппаратах и изделиях;

- объединить усилия разработчиков метода, специалистов-практиков, разработчиков оборудования для

выработки единых критериев и параметров в соответствии с принятыми ГОСТ;

- сконцентрировать внимание специалистов на решении задачи прогнозирования технического состояния, в особенности в условиях интенсивного износа оборудования, развивать методики получения, накопления и статистической обработки данных тепловизионного контроля, расчета параметров надежности и прогнозирования поведения узлов и систем.

3. Все основные нормативно-правовые вопросы и понятия, необходимые для превращения "тепловизионной диагностики" в совершенный метод контроля высоковольтного оборудования имеются и на их основе можно преодолеть препятствия, стоящие перед разработчиками метода, изготовителями оборудования и специалистами, осуществляющими тепловизионный контроль.

Список литературы

1. Аракелян В.Г. Цели, понятия и общие принципы диагностического контроля высоковольтного электротехнического оборудования//Электротехника. 2002. № 5. С.23–27.
2. ГОСТ 25314 -82. Контроль неразрушающий тепловой. Термины и определения. М.: Госкомитет СССР по стандартам.
3. ГОСТ 20911- 89. Техническая диагностика. Термины и определения. М.: Изд-во стандартов. 1990.
4. ГОСТ 27.002-89. Надежность в технике. Основные понятия. Термины и определения. М.: Госкомитет СССР по управлению качеством продукции и стандартам.
5. ГОСТ 15467-79. Управление качеством продукции. Основные понятия. Термины и определения. М.: Госкомитет СССР по стандартам.
6. ГОСТ 8024-90. Аппараты и электротехнические устройства переменного тока на напряжение выше 1000 В. Нормы нагрева при продолжительном режиме работы и методы испытаний. М.: Издательство стандартов.
7. ГОСТ 10434-82. Соединения контактные электрические. Классификация. Общие технические требования. М.: Госкомитет СССР по стандартам.
8. Власов А.Б. Анализ результатов статистической обработки данных тепловизионного контроля//Вестник МГТУ. 2002. Т.5, №2. С.155–160.
9. Власов А.Б. Обработка и анализ данных тепловизионного контроля электрооборудования // Электротехника. 2002. № 7.
10. Власов А.Б. Расчет эксплуатационных показателей надежности контактных соединений с помощью тепловизионного контроля // Электротехника. 2002. № 8.

Редактор отдела О.В. Кунавина
Научный редактор Л.А. Романова
Редактор Т.В. Штанько

Сдано в набор 05.08.2002. Подписано в печать 27.09.2002. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 86

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

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Борис Михайлович Парфенов

(к 70-летию со дня рождения)

25 августа 2002 г. исполнилось 70 лет главному конструктору НПЦ "Электропривод" ОАО "Электропривод", кандидату технических наук Борису Михайловичу Парфенову.

После окончания Московского электромеханического техникума им. Красина в 1952 г. Борис Михайлович начал трудовую деятельность в должности техника треста "Электропривод" (впоследствии ВНИИэлектропривод, ОАО "Электропривод"), где он проработал 50 лет, из них свыше 40 лет на руководящих должностях в отделе горного и бурowego электропривода, являясь убежденным патриотом своей организации.

В 1958 г. Б.М.Парфенов без отрыва от производства закончил МЭИ, работал в области скоростных лифтов и экскаваторов, с 1960 г. возглавил лабораторию, с 1983 г. – отдел электропривода буровых установок. В 1976 г. ему присуждена учченая степень кандидата технических наук.

Под руководством и при участии Б.М.Парфенова выполнены многочисленные работы по созданию новых электроприводов для ряда наземных и морских буровых установок, в том числе и некоторых уникальных, где были отработаны перспективные технические решения по приводам и конструкции механизмов.

Выдающимся отечественным достижением стало создание в 1975 г. установок ультраглубокого бурения БУ-15000 под руководством Б.М. Парфенова. С помощью этой установки в Кольской геологоразведочной экспедиции в 1981 г. был достигнут мировой рекорд глубины 12262 м,



который и по сей день в мире не превзойден.

Научная деятельность Б.М. Парфенова связана, главным образом, с исследованиями, разработкой и внедрением регулируемых электроприводов для тяжелых условий работы буровых установок, в том числе с питанием от энергисточников сопоставимой мощности. Результаты научных и практических исследований Б.М. Парфенова используют в своих разработках многие организации – Уралмашзавод, Волгоградский завод буровой техники, ВНИИ Морнефтегаз, ВНИИБТ и др. На основе указанных разработок производилось и выпускается сейчас электрооборудование многих моделей буровых установок. В новых установках устаревшие системы нерегулируемого электропривода полностью заменены регулируемым тиристорным электроприводом. При этом решены также задачи коренного усовер-

шенствования конструкции ряда буровых механизмов.

В настоящее время основными направлениями деятельности Б.М. Парфенова являются создание электроприводов с цифровым управлением, улучшение электромагнитной совместимости и другие практические задачи. Б.М.Парфенов – автор и соавтор более 60 научных работ, в том числе 7 монографий, более 20 изобретений, нескольких зарубежных патентов. Он постоянный участник международных и всероссийских конференций, поддерживает творческие отношения с рядом ведущих вузов.

Б.М.Парфенов является одним из создателей и членом редколлегии журнала "Приводная техника", в настоящее время – член редколлегии журнала "Привод и управление".

Высокая научная эрудиция, профессионализм, организаторская деятельность сплелись у Б.М.Парфенова заслуженный авторитет и широкую известность среди ученых и специалистов-электротехников.

За участие в работах по созданию новой техники Б.М. Парфенов имеет правительственные награды. За создание и освоение производства морских буровых установок серии "Шельф" в 1989 г. Б.М.Парфенов удостоен звания Лауреата премии Совета Министров СССР.

Редакция и редколлегия журнала "Электротехника" присоединяются к многочисленным поздравлениям Борису Михайловичу Парфенову с юбилеем, желают ему крепкого здоровья, новых успехов в плодотворной научной и инженерной деятельности.

Ежемесячный научно-технический журнал "Электротехника" издается с января 1930 г. Журнал рассчитан на широкий круг читателей — специалистов различных отраслей машиностроения. В журнале публикуются статьи о последних достижениях по теории и практике электротехники, разработках перспективных и современных видов электротехнического оборудования, их производстве и эксплуатации. Журнал "Электротехника" распространяется по подписке через "Роспечать" (индекс 71111), переводится в США, оглавления журнала можно получить через службу Инфомаг.

Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>.

Monthly scientific and technical magazine "Electrotechnika" has been published since 1930. The magazine has been designed for wide range of readers — specialists of various branches of mechanical engineering. The magazine publishes articles on the latest achievements in the electrotechnics theory and practice, elaborations of perspective and modern kinds of the electrotechnical equipment, its production and exploitation. The magazine "Electrotechnika" is distributed by subscription through the Agency Rospechat (index 71111), is translated in the USA, the magazine headings content may be obtained through the Infomag service <http://www.infomag.ru>.