

ISSN 0013-5860

Э *лектротехника* **Т** **7 2005**

Вакуумный реклоузер РВА/TEL-10-12,5/630



ИННОВАЦИОННЫЙ ПОДХОД К РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЕ ВОЗДУШНЫХ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЕЙ!



- встроенная система измерения с применением датчиков тока Роговского и емкостных делителей напряжения
- трехступенчатая токовая защита с независимыми уставками при различных направлениях потока мощности
- исключительно малые ступени селективности и возможность работы с разными характеристиками в циклах АВП
- различные варианты защит минимального напряжения и автоматический ввод резервного питания без необходимости установки дополнительных средств измерения
- специальные алгоритмы функционирования и автоматики для автоматизации аварийных режимов работы сетей любой конфигурации и протяженности.



ТАВРИДА ЭЛЕКТРИК

РК ТАВРИДА ЭЛЕКТРИК: 123298, Москва, а/я 15,
Тел.: (095) 787-25-25, факс: (095) 943-12-95, e-mail: rosim@tavrida.ru

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru



М.Д.А.И.
"ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ"



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издаётся 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.**

АНОШИН О.А., БЕЛКИН Г.С., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., ЕВСЕЕВ Ю.А., ИНЬКОВ Ю.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, организован-
ную в Московском физико-техническом институте.
Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Подписаться на журнал можно в почтовых
отделениях связи по объединённому 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.

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

При перепечатке ссылка на журнал
«Электротехника» обязательна.
Мнение редакции не всегда совпадает с точкой
зрения авторов статей.
За содержание рекламных материалов редакция
ответственности не несёт.
Рукописи статей не возвращаются.

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

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (095) 361-95-96
E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина.
Научный редактор Л.А. Романова.
Редактор З.П. Фёдорова

Сдано в набор 11.05.2005. Подписано в печать 16.06.2005. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 117.

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

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

© «Электротехника», 2005 г.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Дмитриев Б.Ф., Черевко А.И., Гаврилов Д.А. К вопросу о построении универсальной математической модели обобщённой электрической машины в программной среде MatLab-Simulink	3
Мещеряков В.Н., Петунии А.А. Структурно-топологический анализ моделей вентильного индукторного и асинхронного двигателей	9
Решмин Б.И. Уточненная модель асинхронного двигателя как объект для построения системы управления	14
Глинка Т.Я., Якубец М.С. Диагностика изоляции обмоток электрических машин постоянным током ..	20

ИССЛЕДОВАНИЯ

Баранов М.И. Волновое распределение свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости	25
Щербаков Г.Н., Анцелевич М.А., Удинцев Д.Н., Меркушин Ю.М., Востриков Д.В. Антенно-контактный метод обнаружения локальных объектов в укрывающих средах	33
Адыгезалов В.С. Индуктивный соленоидный преобразователь перемещений	37
Волохов С.А., Добродеев П.Н. Экранирующие свойства проводящих цилиндров конечной длины с ферромагнитными поясами	41
Агунов М.В., Агунов А.В., Вербова Н.М. Определение составляющих полной мощности в электрических цепях с несинусоидальными напряжениями и токами методами цифровой обработки сигналов	45
Кириенко В.П., Стрелков В.Ф. Регулятор напряжения импульсного источника электропитания радиолокационной станции	49

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Демидович А.А., Никоненко В.А. Особенности применения термоэлектрических преобразователей и термометров сопротивления	55
Зекцер Д.М. О замене низковольтных электротехнических аппаратов	58

КОНДЕНСАТОРОСТРОЕНИЕ

Андреев А.М., Хаецкий В.С. Электрическая прочность пропитанного металлизированного плёночного диэлектрика	61
---	----

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Ольгерд Владиславович Слежановский (к 85-летию со дня рождения)	65
--	----

CONTENTS

ELECTRIC MACHINES

Dmitriev B.F., Cherevko A.I., Gavrilov D. A. To the question of generalized electric mashin universal mathematical model construction in MatLab-Simulink program environment	3
Mescheryakov V.N., Petunin A.A. The structural-topological analysis of the switched reluctance motor and the asynchronous motor models	9
Reshmin B.I. The specified model of the induction motor as the object for the construction of a control system	14
Glinka T., Jakubiec M. D.C. voltage diagnostic of electric machines windings isolation	20

RESEARCHES

Baranov M.I. Wave distribution of free electrons in conductor with electric current of the conductivities ..	25
Sherbakov G.N., Ancelevich M.A., Udincev D.N., Mercushin Yu.M., Vostricov D.V. Arrial-sonding method of searching of objects in covering medium	33
Adygezalov V.S. The inductive solenoidal converter of movings	37
Volokhov S.A., Dobrodeyev P.N. Shielding abilities of conducting cylinders of finite length with ferromagnetic belts	41
Agunov M.V., Agunov A.V., Verbova N.M. Apparent power components determination in electric circuits with non-sinusoidal voltage and current by digital signal processing methods	45
Kirienko V.P., Strelkov V.F. Radar puls power-supply sours voltage controller	49

FROM THE OPERATIONAL EXPERIENCE

Demidovich A.A., Nikonenko V.A. Particularities of the using термоэлектрических converters and thermometer of the resistance	55
Zektser D.M. About peplacement of low-voltage electrotechnical devices	58

PRODUCTION OF CONDENSERS

Andreev A.M., Khaetsky V.S. An electrical strength of impregnated metallized film dielectric	61
--	----

OUR YUBILYARY

Oligerd Vladislavovich Slezhanovskiy (to the 85-anniversary from birthday)	65
---	----

К вопросу о построении универсальной математической модели обобщённой электрической машины в программной среде MatLab-Simulink

ДМИТРИЕВ Б.Ф., ЧЕРЕВКО А.И., ГАВРИЛОВ Д.А.

В MatLab-Simulink разработана математическая модель обобщённой электрической машины. Особенность модели состоит в том, что меняя начальные условия можно моделировать работу практически всех известных типов электрических машин.

In MatLab-Simulink the mathematical model of the generalized electric machine is developed. The characteristic feature of the model is in the possibility to model practically existing types of electric machines by changing initial conditions.

В настоящее время разработаны достаточно полные математические модели электрических машин [1,2], которые не реализованы в среде широко применяемых программных продуктов – MatLab-Simulink. В то же время MatLab-Simulink имеет собственные модели [3–6], которые ориентированы на свои математические модели, не предусматривающие специальные задачи, возникающие, например, при моделировании режимов работы вентильных двигателей [7].

Цель настоящей статьи – создание математической модели обобщённой электрической машины (ОЭМ) в программной среде MatLab-Simulink, основанной на составлении и решении систем дифференциальных уравнений для ОЭМ в непреобразованной системе координат α и β , позволяющей решать классические и специальные задачи, связанные с моделированием, например, вентильных электродвигателей [7].

Схема асинхронной машины в не преобразованной системе координат представлена на рис. 1. Здесь ротор вращается против часовой стрелки с угловой частотой ω , что приводит к изменению взаимоиндуктивных связей между обмотками статора и ротора.

Напряжения для статорных ($u_{\alpha s}$ и $u_{\beta s}$) и роторных ($u_{\alpha r}$ и $u_{\beta r}$) обмоток в осях α и β в общем случае имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} u_{\alpha s} &= i_{\alpha s} r_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt}; & u_{\beta s} &= i_{\beta s} r_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt}; \\ u_{\alpha r} &= i_{\alpha r} r_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt}; & u_{\beta r} &= i_{\beta r} r_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $u_{\alpha s}$, $u_{\beta s}$, $u_{\alpha r}$, $u_{\beta r}$ – соответственно напряжения на обмотках статора и ротора по осям α и β ; $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$, $i_{\alpha r}$, $i_{\beta r}$ – токи в обмотках статора и ротора; $\psi_{\alpha s}$, $\psi_{\beta s}$, $\psi_{\alpha r}$, $\psi_{\beta r}$ – потокоцепления обмоток.

С учётом поворота ротора на угол θ потокоцепления обмоток статора и ротора [3–6]:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{\alpha s} &= L_{\alpha s} i_{\alpha s} + M i_{\alpha r} \cos \theta - M i_{\beta r} \sin \theta; \\ \psi_{\beta s} &= L_{\beta s} i_{\beta s} - M i_{\beta r} \cos \theta - M i_{\alpha r} \sin \theta; \\ \psi_{\alpha r} &= L_{\alpha r} i_{\alpha r} + M i_{\alpha s} \cos \theta - M i_{\beta s} \sin \theta; \\ \psi_{\beta r} &= L_{\beta r} i_{\beta r} - M i_{\beta s} \cos \theta - M i_{\alpha s} \sin \theta, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $L_{\alpha s}$, $L_{\beta s}$, $L_{\alpha r}$, $L_{\beta r}$ – полные индуктивности обмоток статора и ротора; M – полная взаимная индуктивность обмоток статора и ротора при совпадении направления их осей.

Тогда производные потокоцеплений по времени:

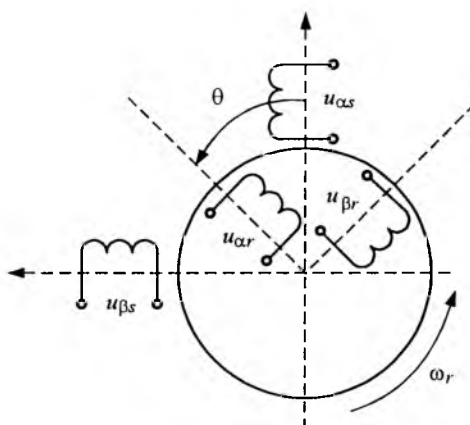


Рис.1. Асинхронная машина в не преобразованной системе координат

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} &= L_{\alpha s} \frac{di_{\alpha s}}{dt} + M \cos \theta \frac{di_{\alpha r}}{dt} - Mi_{\alpha r} \times \\ &\times \omega \sin \theta - M \sin \theta \frac{di_{\beta r}}{dt} - Mi_{\beta r} \omega \cos \theta; \\ \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} &= L_{\beta s} \frac{di_{\beta s}}{dt} - M \sin \theta \frac{di_{\alpha r}}{dt} - Mi_{\alpha r} \times \\ &\times \omega \cos \theta - M \cos \theta \frac{di_{\beta r}}{dt} + Mi_{\beta r} \omega \sin \theta; \\ \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} &= L_{\alpha r} \frac{di_{\alpha r}}{dt} + M \cos \theta \frac{di_{\alpha s}}{dt} - Mi_{\alpha s} \times \\ &\times \omega \sin \theta - M \sin \theta \frac{di_{\beta s}}{dt} - Mi_{\beta s} \omega \cos \theta; \\ \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} &= L_{\beta r} \frac{di_{\beta r}}{dt} - M \sin \theta \frac{di_{\alpha s}}{dt} - Mi_{\alpha s} \times \\ &\times \omega \cos \theta - M \cos \theta \frac{di_{\beta s}}{dt} + Mi_{\beta s} \omega \sin \theta. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Электромагнитный момент для ОЭМ с вращающимся ротором

$$M_s = \frac{mp}{2} M ((\sin \theta (i_{\beta s} i_{\beta r} - i_{\alpha s} i_{\alpha r}) + \cos \theta (i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r})), \quad (4)$$

где m – число фаз электрической машины; p – число пар полюсов; $M_{sr} = M$.

Структурная схема универсальной математической модели обобщённой электрической машины в прикладной программной среде MatLab-Simulink представлена на рис.2. Она включает в себя блок питания, преобразователь координат и математическую модель

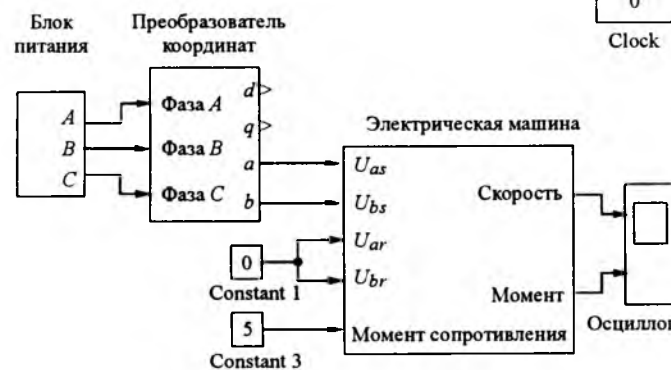


Рис.2. Структурная схема универсальной математической модели электрической машины в прикладной программной среде MatLab-Simulink

ОЭМ. Блок питания (рис.3) создает трёхфазную систему питающих напряжений, которая поступает на блок преобразования координат (рис.4), в котором преобразуется из трёхфазной неподвижной системы координат в двухфазную неподвижную систему координат:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= \frac{2}{3} \left(u_a \sin(\omega t) + u_b \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\ &\left. + u_c \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right); \\ u_q &= \frac{2}{3} \left(u_a \cos(\omega t) + u_b \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\ &\left. + u_c \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right); \\ u_\alpha &= u_d \cos(\omega t) - u_q \sin(\omega t); \\ u_\beta &= u_d \sin(\omega t) + u_q \cos(\omega t). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Универсальная математическая модель самой электрической машины (рис.5) реализует решение системы дифференциальных уравнений (1) относительно токов статора и ротора по осям α и β . Известными величинами при решении системы дифференциальных уравнений (1) являются напряжения на статоре и роторе по осям α и β (на рис.5 входные блоки 1, 3, 4, 5):

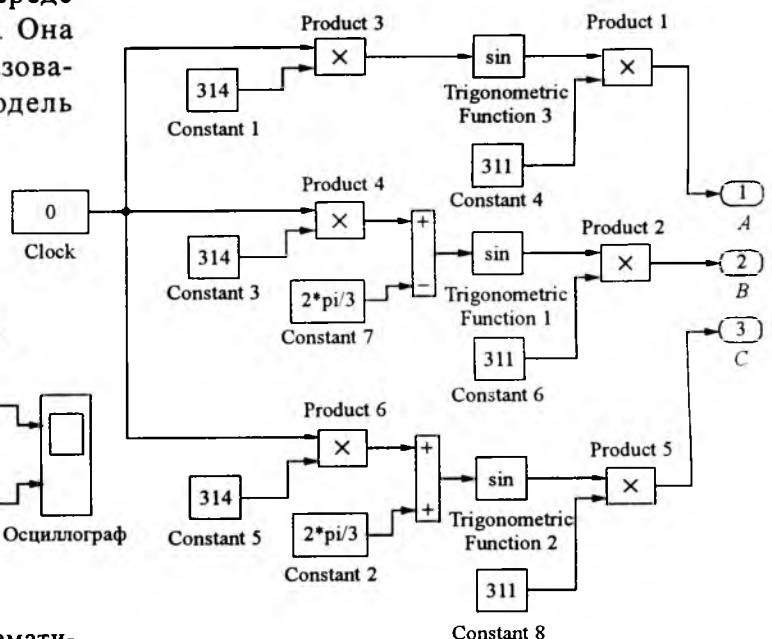


Рис.3. Математическая модель блока питания

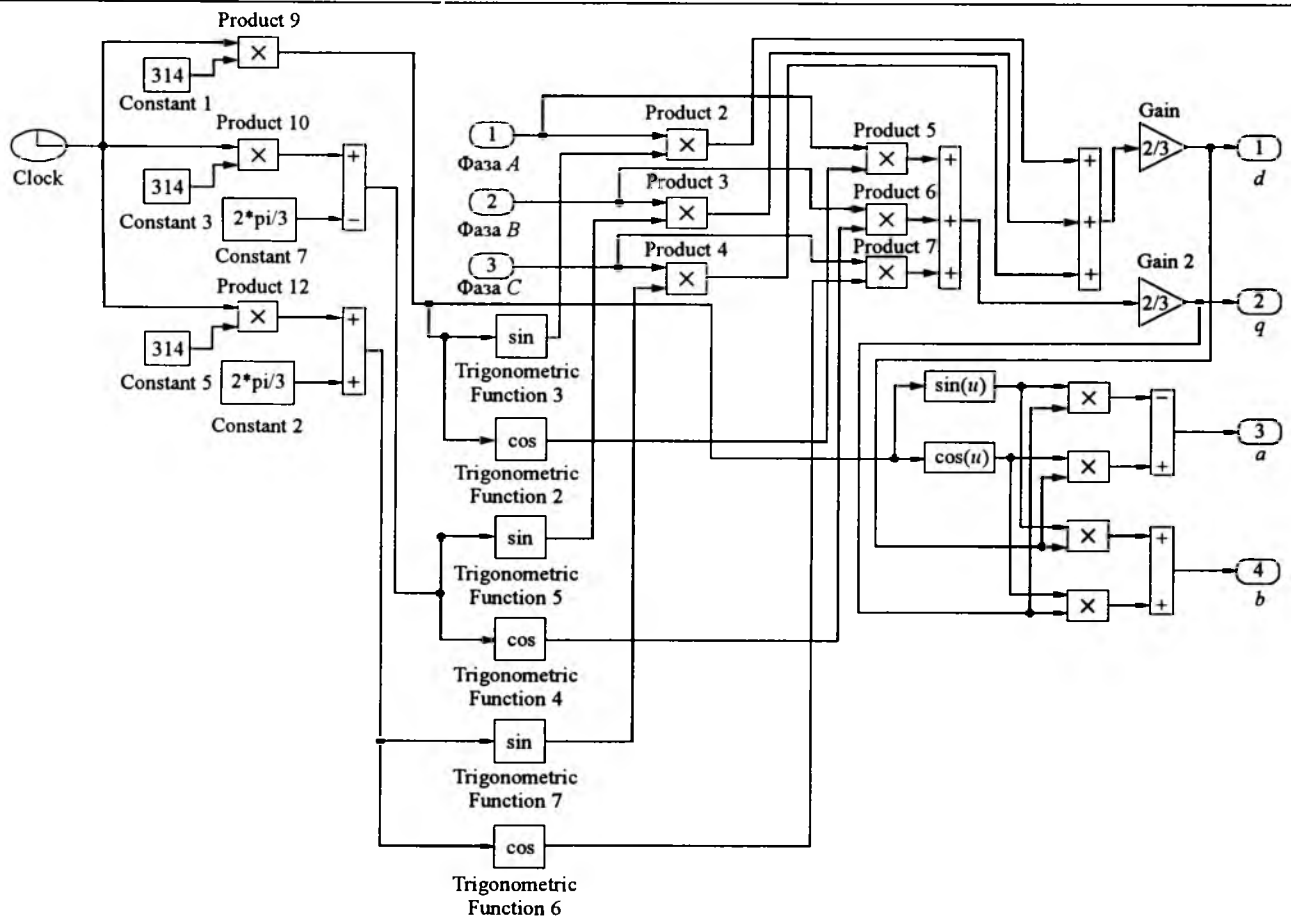


Рис.4. Математическая модель преобразователя координат

$$\left. \begin{aligned} u_{\alpha s} &= i_{\alpha s} r_{\alpha s} + L_{\alpha s} \frac{di_{\alpha s}}{dt} + M \cos \theta \frac{di_{\alpha r}}{dt} - M i_{\alpha r} \omega \sin \theta - M \sin \theta \frac{di_{\beta r}}{dt} - M i_{\beta r} \omega \cos \theta; \\ u_{\beta s} &= i_{\beta s} r_{\beta s} + L_{\beta s} \frac{di_{\beta s}}{dt} - M \sin \theta \frac{di_{\alpha r}}{dt} - M i_{\alpha r} \omega \cos \theta - M \cos \theta \frac{di_{\beta r}}{dt} + M i_{\beta r} \omega \sin \theta; \\ u_{\alpha r} &= i_{\alpha r} r_{\alpha r} + L_{\alpha r} \frac{di_{\alpha r}}{dt} + M \cos \theta \frac{di_{\alpha s}}{dt} - M i_{\alpha s} \omega \sin \theta - M \sin \theta \frac{di_{\beta s}}{dt} - M i_{\beta s} \omega \cos \theta; \\ u_{\beta r} &= i_{\beta r} r_{\beta r} + L_{\beta r} \frac{di_{\beta r}}{dt} - M \sin \theta \frac{di_{\alpha s}}{dt} - M i_{\alpha s} \omega \cos \theta - M \cos \theta \frac{di_{\beta s}}{dt} + M i_{\beta s} \omega \sin \theta. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Перепишем систему дифференциальных уравнений (6) в операторной форме:

$$\left. \begin{aligned} u_{\alpha s} &= r_{\alpha s} \left(1 + \frac{L_{\alpha s}}{r_{\alpha s}} s \right) i_{\alpha s} + M \cos \theta i_{\alpha r} s - M i_{\alpha r} \omega \sin \theta - M \sin \theta i_{\beta r} s - M i_{\beta r} \omega \cos \theta; \\ u_{\beta s} &= r_{\beta s} \left(1 + \frac{L_{\beta s}}{r_{\beta s}} s \right) i_{\beta s} - M \sin \theta i_{\alpha r} s - M i_{\alpha r} \omega \cos \theta - M \cos \theta i_{\beta r} s + M i_{\beta r} \omega \sin \theta; \\ u_{\alpha r} &= r_{\alpha r} \left(1 + \frac{L_{\alpha r}}{r_{\alpha r}} s \right) i_{\alpha r} + M \cos \theta i_{\alpha s} s - M i_{\alpha s} \omega \sin \theta - M \sin \theta i_{\beta s} s - M i_{\beta s} \omega \cos \theta; \\ u_{\beta r} &= r_{\beta r} \left(1 + \frac{L_{\beta r}}{r_{\beta r}} s \right) i_{\beta r} - M \sin \theta i_{\alpha s} s - M i_{\alpha s} \omega \cos \theta - M \cos \theta i_{\beta s} s + M i_{\beta s} \omega \sin \theta. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Решение первого дифференциального уравнения из системы дифференциальных уравнений (7) в данной математической модели происходит следующим образом: $u_{\alpha s}$ (входной блок 1) поступает на сумматор, где происходит алгебраическое сложение его со всеми членами первого дифференциального уравнения, находящимися в правой части этого уравнения

(кроме $r_{\alpha s} \left(1 + \frac{L_{\alpha s}}{r_{\alpha s}} s\right) i_{\alpha s}$), записанными с противоположными знаками. Таким образом, с вы-

хода сумматора сигнал $r_{\alpha s} \left(1 + \frac{L_{\alpha s}}{r_{\alpha s}} s\right) i_{\alpha s}$ посту-

пает на блок *Transfer Fcn*, где происходит его интегрирование. С выхода этого блока выходит $i_{\alpha s}$, который поступает на блок *Derivative*, определяющий значение производной $i_{\alpha s} s$. Затем при помощи блока *Subsystem* и значений, формируемых блоками *Transfer Fcn*, *Derivative*, *Product 10* и *11*, *Fcn 3* и *5*, определяются следующие значения, которые формируются на соответствующих выходах блока *Subsystem*: $M \cos \theta i_{\alpha s} s$, $M i_{\alpha s} \omega \sin \theta$, $M \sin \theta i_{\alpha s} s$, $M i_{\alpha s} \omega \cos \theta$, по цепям обратной связи поступающие на соответствующие блоки для решения третьего и четвертого уравнений системы дифференциальных уравнений (7). Остальные уравнения решаются аналогичным образом; токи ротора и статора по осям α и β формируются на выходах блоков *Transfer Fcn*, *Transfer Fcn 1–3*. Для решения второго уравнения используются уже описанные блоки, но с индексом 1, третьего с индексом 2, четвертого с индексом 3. Такой принцип решения систем дифференциальных уравнений используется во всех математических моделях, разрабатываемых в данной работе, и в последующем описываться не будет.

Найденные значения токов статора и ротора по осям α и β поступают на блоки определения электромагнитного момента (на рис.5 блоки *Subsystem 4*, *Product 2* и *3*, три сумматора, *Gain*), где момент определяется по формуле (4), затем найденный электромагнитный момент поступает на блоки определения угловой скорости вращения вала двигателя (на рис.5 блоки *Gain 2* и *3*, сумматор, *In 3*), где угловая скорость определяется по уравнению движения:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_s - M_n. \quad (8)$$

Исходя из найденной частоты вращения вала двигателя, определяется угол поворота вала (на рис.5 блок *Fcn 2*) за единицу модельного времени (для данной модели $1 \cdot 10^{-3}$), который, поступая на счётчик (собирает на элементах, работающих с памятью: *Data Store Read*, *Data Store Memory*, *Data Store Write 1* и сумматоре), складывается с общим углом поворота вала двигателя, таким образом, определяется угол поворота вала машины с момента начала моделирования. Со счётчика угла поворота вала найденный угол по цепи обратной связи поступает на блоки нахождения коэффициентов взаимоиндуктивности (на рис.5 блоки *Fcn 3* и *5*, *Trigonometric Function 2* и *3*) и электромагнитного момента (*Product 2* и *3*), где, исходя из найденного угла поворота, вычисляются новые значения коэффициентов взаимоиндуктивности и электромагнитного момента. Таким образом, осуществляется решение системы дифференциальных уравнений (7), а следовательно, и моделирование преобразования энергии в электрической машине.

Универсальность данной математической модели электрической машины заключается в том, что при принятии определенных условий с её помощью можно реализовать все типы электрических машин как частные случаи. Например, при питании обмоток статора от двух источников переменного синусоидального тока, смещённых по фазе на 90° , в рабочем зазоре создается круговое вращающееся магнитное поле. Если одну из обмоток ротора подключить к источнику постоянного тока, то мы получим модель синхронной машины. Если обе обмотки ротора замкнуть накоротко, то образуется модель асинхронной короткозамкнутой машины. Наконец, если одну из обмоток статора подключить к источнику постоянного тока, а обмотки ротора подключить к двум источникам переменного синусоидального тока с частотой, равной частоте вращения ротора, и фазовым смещением в 90° таким образом, чтобы поле ротора вращалось в направлении противоположном направлению вращения его вала, то мы получим модель машины постоянного тока. В этой модели поле ротора формируется источниками питания переменного тока с управляемой частотой, роль которых в реальной машине играет источник постоянного тока и коллектор.

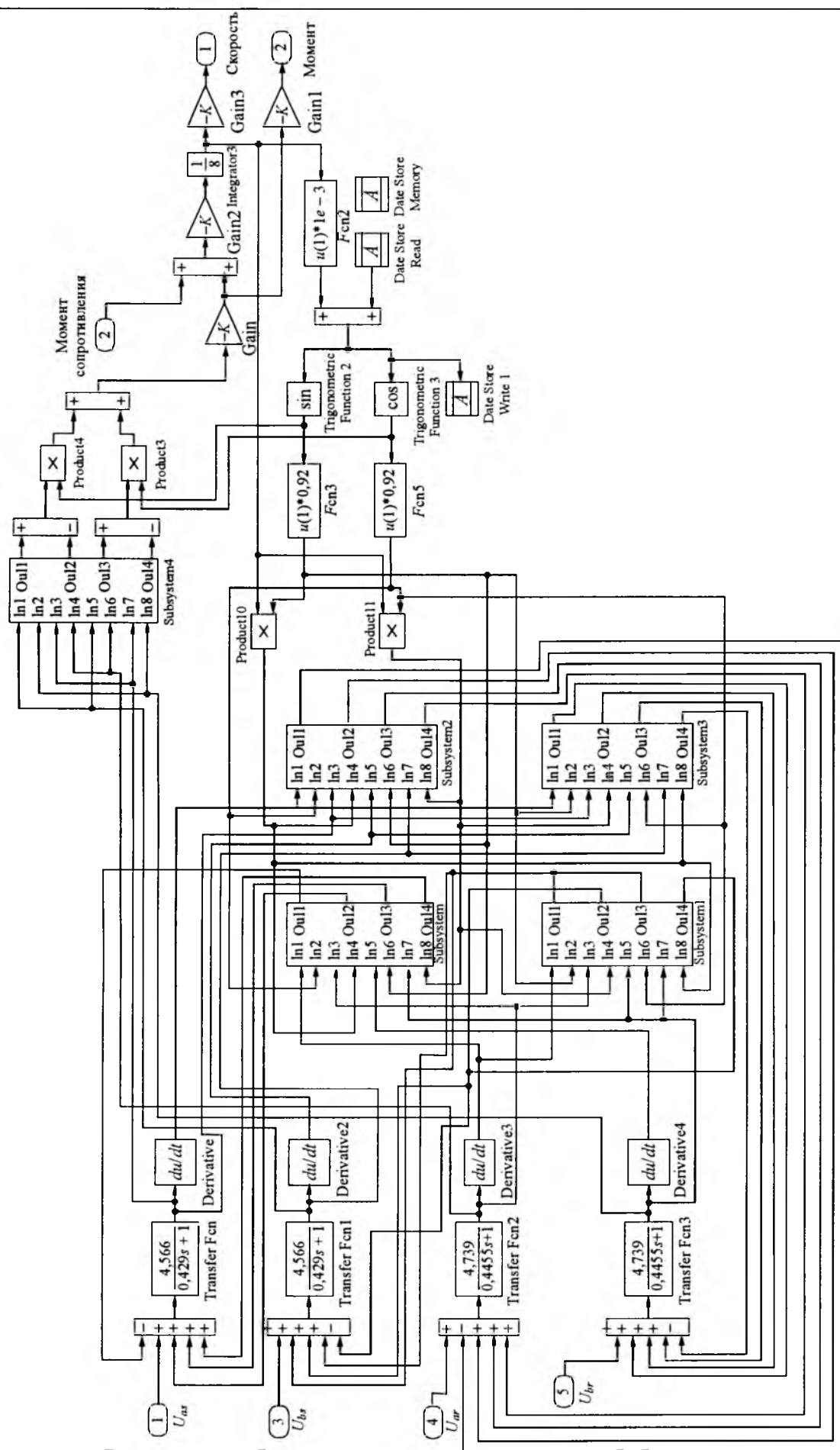


Рис. 5. Универсальная модель обобщённой электрической машины

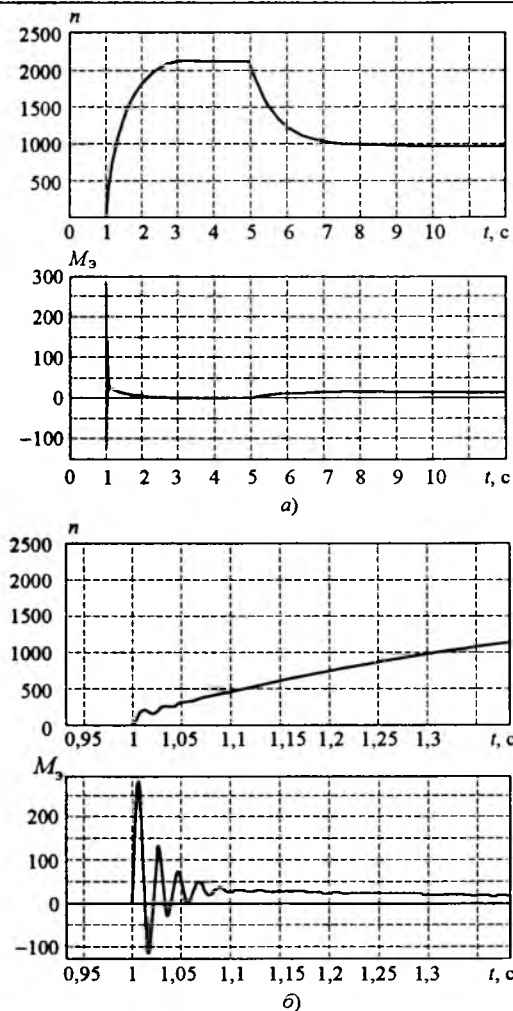


Рис.6. Графики изменения угловой скорости вращения и электромагнитного момента асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в реальном (а) и в растянутом (б) масштабе времени

На рис.6 приведены графики изменения угловой скорости вращения и электромагнитного момента при разгоне с последующим мгновенным набросом нагрузки на асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором.

Процесс разгона машин был смоделирован на базе универсальной математической модели ОЭМ, имеющей следующие параметры:

Активные сопротивления, Ом:

– обмоток статора	3,57
– обмоток ротора	3,8

Собственные (полные) индуктивности, Гн:

– обмоток статора	0,2787
– обмоток ротора	0,2892

Взаимная индуктивность, Гн

Момент инерции двигателя, $кг \cdot м^2$

Момент инерции нагрузки, $кг \cdot м^2$

Число пар полюсов

Число фаз

Фазное напряжение сети, В

Частота, Гц

Список литературы

1. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 2001.
2. Копылов И.П. Электромеханические преобразователи энергии. М.: Энергия, 1973.
3. Усольцев А.А. Векторное управление асинхронными двигателями. СПб, 2002.
4. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MatLab 6.0. СПб.: КОРОНА принт, 2001.
5. Дьяконов В.П. MatLab 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5 в математике и моделировании. М.: Солон-Пресс, 2003.
6. Черевко А.И., Гаврилов Д.А. Математическая модель автономного инвертора с трансформатором вращающегося магнитного поля в MatLab-Simulink //Сб. докладов V МНТК "Динамика систем, механизмов и машин". Омск, 2004.
7. Лутидзе Ш.И., Михневич Г.В., Тафт В.А. Введение в динамику синхронных машин и машинно-полупроводниковых систем. М.: Наука, 1973.

Дмитриев Борис Фёдорович – профессор кафедры "Электротехника и электрооборудование судов" Санкт-Петербургского государственного морского технического университета (СПб ГМТУ), доктор техн. наук. Окончил в 1972 г. ЛЭТИ по специальности "Промышленная электроника". Защитил докторскую диссертацию в 1989 г.

Черевко Александр Иванович – доцент кафедры "Электротехника и электроэнергетика", декан факультета повышения квалификации Севмашвуза – филиала Санкт-Петербургского государственного морского технического университета в г. Северодвинске, канд. техн. наук. Окончил с отличием завод-вуз Ленинградского кораблестроительного института в 1971 г. по специальности "Электрооборудование судов". Кандидатскую диссертацию защитил в специализированном Совете ЛЭИ в 1977 г.

Гаврилов Дмитрий Александрович – инженер по регулировке и настройке электрооборудования ФГУП СПО "Арктика". Окончил с отличием Севмашвуз – филиал Санкт-Петербургского государственного морского технического университета в г. Северодвинске в 2004 г.

Структурно-топологический анализ моделей вентильного индукторного и асинхронного двигателей

МЕЩЕРЯКОВ В.Н., ПЕТУНИН А.А.

Предложен универсальный метод исследования динамических электромагнитных процессов в электроприводе с асинхронным и вентильным индукторным двигателями, применимый для анализа сложных электромеханических систем в инженерной практике. При определенных допущениях структурные схемы электромеханических систем могут быть линеаризованы для получения реакции переменных системы на изменение входного сигнала или сигнала возмущения. Проведён сравнительный анализ систем с двумя типами электродвигателей переменного тока.

В векторной форме уравнения, описывающие процессы в цепи статора и ротора асинхронного короткозамкнутого двигателя (АД), имеют вид:

$$\bar{U}_1 = R_1 \bar{i}_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega_{к.АД} \bar{\Psi}_1;$$

$$0 = R_2' \bar{i}_2' - \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} + j(\omega_{к.АД} - \omega_{АД}) \bar{\Psi}_2; \quad i_2' = \frac{i_2}{K_e};$$

$$R_2' = R_2 K_e^2,$$

где $\bar{U}_1, \bar{i}_1, \bar{\Psi}_1$ – напряжение, ток и потокосцепление статора; $\bar{i}_2, \bar{\Psi}_2$ – ток и потокосцепление ротора; R_1, R_2 – активные сопротивления обмоток статора и ротора; $\omega_{к.АД}, \omega_{АД}$ – угловые скорости вращения координатных осей и ротора; K_e – коэффициент трансформации асинхронного двигателя.

Уравнения вентильного индукторного двигателя (ВИД) в системе координат, вращающейся с произвольной скоростью ω_1 , имеют вид:

$$\bar{U}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\Psi}_S}{dt} + j\omega_{к.ВИД} \bar{\Psi}_S;$$

$$\bar{U}_f = R_f \bar{i}_f + \frac{d\bar{\Psi}_f}{dt} + j(\omega_{к.ВИД} - \omega_{ВИД}) \bar{\Psi}_f,$$

где \bar{U}_S – напряжение статора; \bar{i}_S – ток статора; $\bar{\Psi}_S$ – потокосцепление статора; \bar{U}_f – напряжение ОБ; \bar{i}_f – ток обмотки возбужде-

The article contains the universal method of research the dynamic electromagnetic processes in the electric drive with the asynchronous motor and the switched reluctance motor which use for the analysis of the difficult electromechanical systems in engineering practice. The block diagrams of electromechanical systems can be linear for the reception of reaction variable values of the system on change of an entrance signal or a signal of indignation with the certain assumptions. The comparative analysis of systems with two types of electric motors of an alternating current is spent.

ния (ОБ); $\bar{\Psi}_f$ – потокосцепление ОБ; R_S, R_f – активное сопротивление статора и ОБ; $\omega_{к.ВИД}$ – угловая скорость вращения координатных осей; $\omega_{ВИД}$ – угловая скорость вращения ротора.

Векторы потокосцепления АД связаны с векторами токов зависимостями

$$\bar{\Psi}_1 = L_1 \bar{i}_1 + L_m \bar{i}_2'; \quad \bar{\Psi}_2 = L_m \bar{i}_1 + L_2' \bar{i}_2';$$

$$L_1 = L_m + L_{\delta 1}; \quad L_2 = L_m + L_{\delta 2},$$

где $L_{\delta 1}, L_{\delta 2}$ – индуктивности рассеивания обмоток статора и ротора; L_m – индуктивность контура намагничивания.

Векторы потокосцепления ВИД связаны с векторами токов зависимостями

$$\bar{\Psi}_S = L_S \bar{i}_S + L_{yf} \bar{i}_f; \quad \bar{\Psi}_f = L_{yf} \bar{i}_S + L_f \bar{i}_f;$$

$$L_{yf} = L_{Af} + L_{Bf} + L_{Cf},$$

где L_S, L_f – индуктивности статора и ОБ; L_{Af}, L_{Bf}, L_{Cf} – взаимные индуктивности фазных обмоток и ОБ.

Электромагнитный момент АД определяется произведением двух обобщённых векторов параметров статора или ротора. Допускается использование одного из нижеприведённых выражений для определения момента АД:

$$M_{АД} = \frac{3}{2} p_n [\bar{\Psi}_1 \times \bar{i}_1]; \quad M_{АД} = -\frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_1} [\bar{\Psi}_1 \times \bar{i}_2'];$$

$$M_{АД} = -\frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_1 L_2' - L_m^2} [\bar{\Psi}_1 \times \bar{\Psi}_2];$$

$$M_{\text{АД}} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2'} [\bar{\Psi}_2 \times \bar{i}_1']; \quad M_{\text{АД}} = -\frac{3}{2} p_n [\bar{\Psi}_2 \times \bar{i}_2'];$$

$$M_{\text{АД}} = -\frac{3}{2} p_n L_m [\bar{i}_1 \times \bar{i}_2'],$$

где p_n – число пар полюсов.

Электромагнитный момент ВИД определяется произведением двух обобщённых векторов параметров статора или ОБ:

$$M_{\text{ВИД}} = \frac{3}{2} p_n [\bar{\Psi}_f \times \bar{i}_s].$$

Для аналитических исследований более удобна система координат X, Y , вращающаяся в пространстве со скоростью ω_1 , равной установившейся скорости электромагнитного поля статора [1]. Система уравнений, описывающих АД, имеет вид:

$$\begin{aligned} U_{1x} &= R_1 i_{1x} + \frac{d\Psi_{1x}}{dt} - \omega_{1\text{АД}} \Psi_{1y}; \\ U_{1y} &= R_1 i_{1y} + \frac{d\Psi_{1y}}{dt} + \omega_{1\text{АД}} \Psi_{1x}; \\ 0 &= R_2' i_{2x}' + \frac{d\Psi_{2x}'}{dt} - s\omega_{1\text{АД}} \Psi_{2y}; \\ 0 &= R_2' i_{2y}' + \frac{d\Psi_{2y}'}{dt} + s\omega_{1\text{АД}} \Psi_{2x}; \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} s &= \frac{\omega_{1\text{АД}} - \omega_{\text{АД}}}{\omega_{1\text{АД}}}; \quad \Psi_{1x} = L_1 i_{1x} + L_m i_{2x}'; \\ \Psi_{1y} &= L_1 i_{1y} + L_m i_{2y}'; \quad \Psi_{2x} = L_2' i_{2x}' + L_m i_{1x}; \\ \Psi_{2y} &= L_2' i_{2y}' + L_m i_{1y}; \end{aligned}$$

$$M_{\text{АД}} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_1 L_2' - L_m^2} (\Psi_{1y} \Psi_{2x} - \Psi_{1x} \Psi_{2y});$$

$$M_{\text{АД}} - M_{\text{сАД}} = J_{\text{АД}} \frac{d\omega_{\text{АД}}}{dt}.$$

Уравнения после преобразований:

$$\begin{aligned} \Psi_{1x}(p) &= \\ \frac{U_{1x}(p)T_{1\text{АД}} + \Psi_{2x}(p)\frac{L_m}{L_2'} + \omega_{1\text{АД}}(p)\Psi_{1y}(p)T_{1\text{АД}}}{1 + T_{1\text{АД}}p}; \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{1y}(p) &= \\ \frac{U_{1y}(p)T_{1\text{АД}} + \Psi_{2y}(p)\frac{L_m}{L_2'} - \omega_{1\text{АД}}(p)\Psi_{1x}(p)T_{1\text{АД}}}{1 + T_{1\text{АД}}p}; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\Psi_{2x}(p) = \frac{\Psi_{1x}(p)\frac{L_m}{L_1} + s\omega_{1\text{АД}}(p)\Psi_{2y}(p)T_{\text{эАД}}}{1 + T_{\text{эАД}}p}; \quad (4)$$

$$\Psi_{2y}(p) = \frac{\Psi_{1y}(p)\frac{L_m}{L_1} - s\omega_{1\text{АД}}(p)\Psi_{2x}(p)T_{\text{эАД}}}{1 + T_{\text{эАД}}p}; \quad (5)$$

$$i_{1x}(p) = \frac{L_2'}{L_1 L_2' - L_m^2} \Psi_{1x}(p) - \frac{L_m}{L_1 L_2' - L_m^2} \Psi_{2x}(p); \quad (6)$$

$$i_{1y}(p) = \frac{L_2'}{L_1 L_2' - L_m^2} \Psi_{1y}(p) - \frac{L_m}{L_1 L_2' - L_m^2} \Psi_{2y}(p); \quad (7)$$

$$i_{2x}'(p) = -\frac{L_m}{L_1 L_2' - L_m^2} \Psi_{1x}(p) + \frac{L_1}{L_1 L_2' - L_m^2} \Psi_{2x}(p); \quad (8)$$

$$i_{2y}'(p) = -\frac{L_m}{L_1 L_2' - L_m^2} \Psi_{1y}(p) + \frac{L_1}{L_1 L_2' - L_m^2} \Psi_{2y}(p); \quad (9)$$

$$T_{1\text{АД}} = \frac{L_1 L_2' - L_m^2}{R_1 L_2'}; \quad T_{\text{эАД}} = \frac{L_1 L_2' - L_m^2}{R_2' L_1} = \frac{1}{\omega_{1\text{АД}} s_k}.$$

Система уравнений, описывающих ВИД:

$$U_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d\Psi_{sx}}{dt} - \omega_{1\text{ВИД}} \Psi_{sy};$$

$$U_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d\Psi_{sy}}{dt} + \omega_{1\text{ВИД}} \Psi_{sx};$$

$$U_{fx} = R_f i_{fx} + \frac{d\Psi_{fx}}{dt} - s\omega_{1\text{ВИД}} \Psi_{fy};$$

$$U_{fy} = R_f i_{fy} + \frac{d\Psi_{fy}}{dt} + s\omega_{1\text{ВИД}} \Psi_{fx};$$

$$s = \frac{\omega_{1\text{ВИД}} - \omega_{\text{ВИД}}}{\omega_{1\text{ВИД}}};$$

$$\Psi_{sx} = L_s i_{sx} + L_{fj} i_{fx}; \quad \Psi_{sy} = L_s i_{sy} + L_{fj} i_{fy};$$

$$\Psi_{fx} = L_f i_{fx} + L_{fj} i_{sx}; \quad \Psi_{fy} = L_f i_{fy} + L_{fj} i_{sy};$$

$$M_{\text{ВИД}} = \frac{3}{2} p_n (\bar{\Psi}_{fx} \bar{i}_{sy} - \bar{\Psi}_{fy} \bar{i}_{sx}); \quad (10)$$

$$M_{\text{ВИД}} - M_{\text{сВИД}} = J_{\text{ВИД}} \frac{d\omega_{\text{ВИД}}}{dt}.$$

После преобразований получаем:

$$\begin{aligned} \Psi_{sx}(p) &= \\ \frac{U_{sx}(p)T_{1\text{ВИД}} + \omega_{1\text{ВИД}} \Psi_{sy}(p)T_{1\text{ВИД}} + \Psi_{fx}(p)\frac{L_{fj}}{L_f}}{1 + T_{1\text{ВИД}}p}; \end{aligned} \quad (11)$$

$$\Psi_{Sy}(p) = \frac{U_{Sy}(p)T_{1\text{ВИД}} - \omega_{1\text{ВИД}}\Psi_{Sx}(p)T_{1\text{ВИД}} + \Psi_{fy}(p)\frac{L_{yf}}{L_f}}{1 + T_{1\text{ВИД}}p}; \quad (12)$$

$$\Psi_{fx}(p) = \frac{U_{fx}(p)T_{3\text{ВИД}} + s\omega_{1\text{ВИД}}\Psi_{fy}(p)T_{3\text{ВИД}} + \Psi_{Sx}(p)\frac{L_{yf}}{L_s}}{1 + T_{3\text{ВИД}}p}; \quad (13)$$

$$\Psi_{fy}(p) = \frac{U_{fy}(p)T_{3\text{ВИД}} - s\omega_{1\text{ВИД}}\Psi_{fx}(p)T_{3\text{ВИД}} + \Psi_{Sy}(p)\frac{L_{yf}}{L_s}}{1 + T_{3\text{ВИД}}p}; \quad (14)$$

$$i_{Sx}(p) = \frac{L_f}{L_s L_f - L_{yf}^2} \Psi_{Sx}(p) - \frac{L_{yf}}{L_s L_f - L_{yf}^2} \Psi_{fx}(p); \quad (15)$$

$$i_{Sy}(p) = \frac{L_f}{L_s L_f - L_{yf}^2} \Psi_{Sy}(p) - \frac{L_{yf}}{L_s L_f - L_{yf}^2} \Psi_{fy}(p); \quad (16)$$

$$i_{fx}(p) = \frac{L_s}{L_s L_f - L_{yf}^2} \Psi_{fx}(p) - \frac{L_{yf}}{L_s L_f - L_{yf}^2} \Psi_{Sx}(p); \quad (17)$$

$$i_{fy}(p) = \frac{L_s}{L_s L_f - L_{yf}^2} \Psi_{fy}(p) - \frac{L_{yf}}{L_s L_f - L_{yf}^2} \Psi_{Sy}(p); \quad (18)$$

$$T_{1\text{ВИД}} = \frac{L_s L_f - L_{yf}^2}{R_s L_f}; \quad T_{3\text{ВИД}} = \frac{L_s L_f - L_{yf}^2}{R_f L_s} = \frac{1}{\omega_{1\text{ВИД}} s_k}.$$

Структурно-топологические методы широко и успешно используются при анализе линейных электромеханических систем [2]. Анализ уравнений (1)–(18) показывает, что необходимо асимптотически линеаризовать математические модели в первом приближении. Наиболее подходящей системой координат для этого является система X, Y , так как в этом случае удобно рассматривать реакцию системы на скачкообразное изменение модуля входного сигнала или сигнала возмущения.

Математическая модель может быть линеаризована только при условии: электромеханическая постоянная времени двигателя значительно больше электромагнитной постоянной времени двигателя (частота вращения двигателя изменяется на бесконечно малое значение). При выполнении указанного условия можно заменить блоки умножения, реализующие фун-

кции $\Psi_1(p) \times \omega_1(p)$ и $\Psi_s(p) \times \omega_1(p)$ соответственно для АД и ВИД, на линейные блоки с передаточной функцией $K_0 = \omega_1$, на вход которых поступают сигналы $\Psi_{1x}(p)$, $\Psi_{1y}(p)$ и $\Psi_{Sx}(p)$, $\Psi_{Sy}(p)$. Блоки умножения, реализующие функции $\Psi_2(p) \times T_{3\text{АД}} \omega_{1\text{АД}}(p)$ и $\Psi_f(p) \times T_{3\text{ВИД}} \omega_{1\text{ВИД}}(p)$ соответственно для АД и ВИД, заменены на линейные блоки с передаточной функцией $W_5(p) = K_5$, на вход которых поступают сигналы $\Psi_{2x}(p)$, $\Psi_{2y}(p)$ и $\Psi_{fx}(p)$, $\Psi_{fy}(p)$.

Сделанные допущения позволяют вести исследование динамики электромагнитной системы при отсутствии электромеханических переходных процессов. Удобно расположить систему координат таким образом, чтобы вектор напряжения \bar{U}_1 находился на оси X , тогда $U_{1x}(p) = U_1(p)$, $U_{1y}(p) = 0$, вектор напряжения \bar{U}_s находился на оси X , тогда $U_{Sx}(p) = U_s(p)$, $U_{Sy}(p) = 0$. Структурные схемы линеаризованных систем АД и ВИД показаны на рис. 1 и 2, где коэффициенты имеют следующие передаточные функции:

$$W_1(p) = \frac{T_1}{T_1 p + 1}; \quad W_2(p) = \frac{T_1}{T_3 p + 1};$$

$$K_{\text{АД}} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_1 L_2' - L_m^2}; \quad K_{\text{ВИД}} = \frac{3}{2} p_n;$$

$$K_{3\text{АД}} = \frac{L_m}{L_1}; \quad K_{3\text{ВИД}} = \frac{L_{yf}}{L_s}; \quad K_{4\text{АД}} = \frac{R_1 L_m}{L_1 L_2' - L_m^2};$$

$$K_{4\text{ВИД}} = \frac{R_s L_{yf}}{L_s L_f - L_{yf}^2}; \quad K_5 = T_3 \omega = T_3 \omega_1 s = \frac{s}{s_k};$$

$$K_6 = \frac{L_{yf}}{L_s L_f - L_{yf}^2}; \quad K_7 = \frac{L_{yf}}{L_s L_f - L_{yf}^2}.$$

Воспользовавшись правилом некасающихся контуров Мейсона, можно определить реакцию переменных системы на изменение модуля входного напряжения:

$$\Psi_{1x}(p) = \frac{U_1(p)W_1(p)[1 + W_2^2(p)K_5^2 - \frac{-W_1(p)W_2(p)K_3 K_4}{\Delta_{\text{АД}}(p)}]}{\Delta_{\text{АД}}(p)}; \quad (19)$$

$$\Psi_{1y}(p) = \frac{U_1(p)[-W_1^2(p)K_0(1 + W_2^2(p)K_5^2) - \frac{-W_1^2(p)W_2^2(p)K_3 K_4 K_5}{\Delta_{\text{АД}}(p)}]}{\Delta_{\text{АД}}(p)}; \quad (20)$$

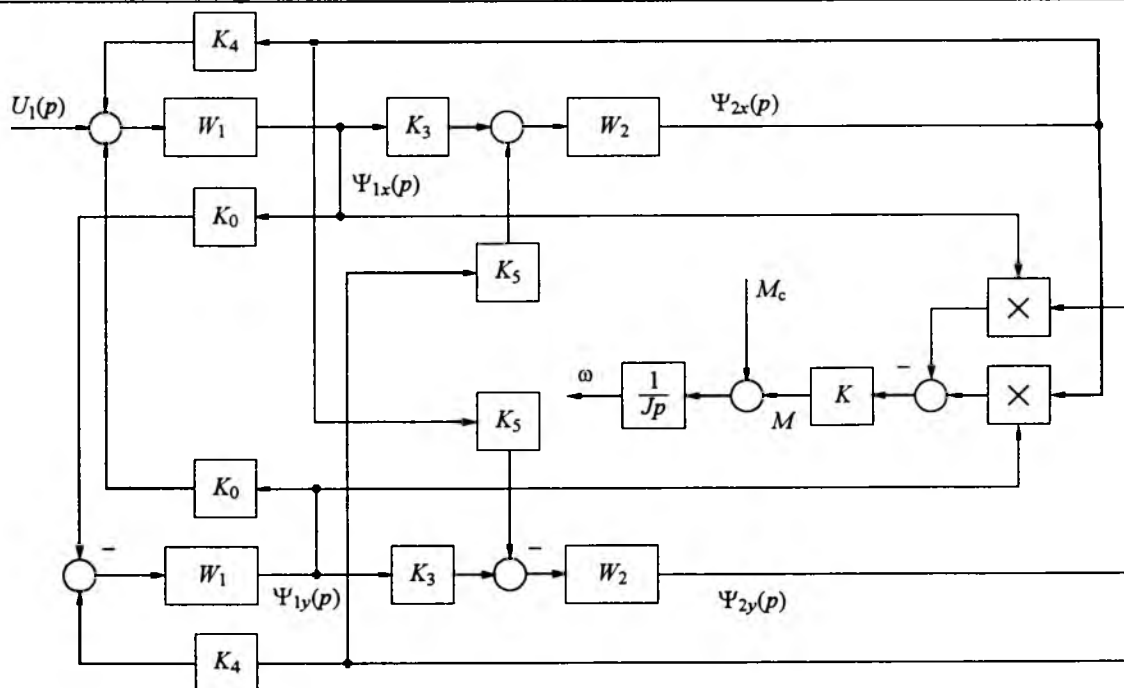


Рис.1. Линеаризованная структурная схема асинхронного двигателя

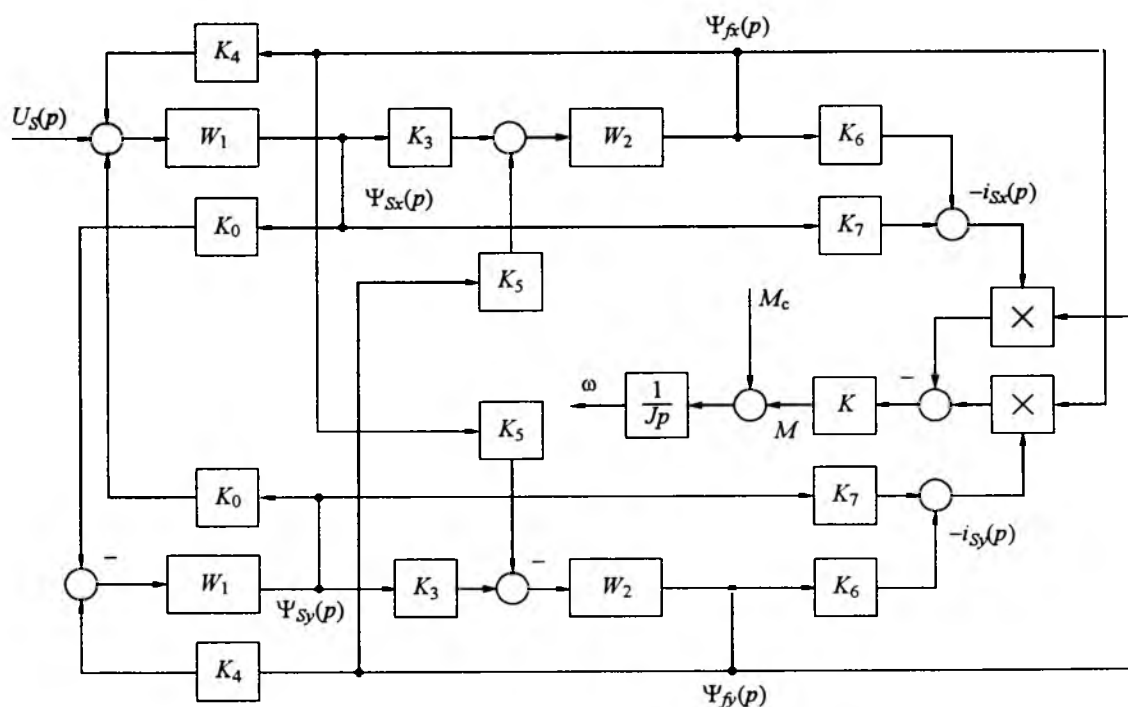


Рис.2. Линеаризованная структурная схема вентильного индукторного двигателя

$$\Psi_{2x}(p) = \frac{U_1(p)(-W_1(p))W_2(p)K_3(1-W_1(p) \times \rightarrow \times W_2(p)K_3K_4) - U_1(p)W_1^2(p)W_2^2(p)K_0K_3K_5}{\Delta_{\text{АД}}(p)}; \quad (21)$$

$$\Psi_{2y}(p) = \frac{U_1(p)[-W_1(p)W_2(p)K_3K_5 - \rightarrow -W_1^2(p)W_2(p)K_0K_3]}{\Delta_{\text{АД}}(p)}; \quad (22)$$

$$\Delta_{\text{АД}}(p) = 1 + W_1^2(p)K_0^2 + W_2^2(p)K_5^2 + 2W_1^2(p) \times \\ \times W_2^2(p)K_0K_3K_4K_5 + W_1^2(p)W_2^2(p)K_0K_5 + \\ + W_1^2(p)W_2^2(p)K_0K_3^2K_4^2 - 2W_1(p)W_2(p)K_3K_4; \quad (23)$$

$$i_{\text{sx}}(p) = \frac{U_s(p)W_1(p)(K_7 - W_2(p)K_3K_6) \times \\ \times (1 - W_1(p)W_2(p)K_3K_4)}{\Delta_{\text{ВИД}}(p)}; \quad (24)$$

$$i_{\text{sy}}(p) = \frac{U_s(p)W_1^2(p)K_0(W_2(p)K_3K_6 - K_7)}{\Delta_{\text{ВИД}}(p)}; \quad (25)$$

$$\psi_{\text{ж}}(p) = \frac{U_s(p)W_1(p)W_2(p)K_3(1 - \\ - W_1(p)W_2(p)K_3K_4)}{\Delta_{\text{ВИД}}(p)}; \quad (26)$$

$$\psi_{\text{ж}}(p) = \frac{U_s(p)W_1^2(p)W_2(p)K_0K_3}{\Delta_{\text{ВИД}}(p)}; \quad (27)$$

$$\Delta_{\text{ВИД}}(p) = 1 + W_1^2(p)K_0^2 + W_2^2(p)K_5^2 + 2W_1^2(p) \times \\ \times W_2^2(p)K_0K_3K_4K_5 - 2W_1(p)W_2(p)K_3K_4 + \\ + W_1^3(p)W_2^2(p)K_3^2K_4^2 + W_1^2(p)W_2^2(p)K_0^2K_5^2. \quad (28)$$

Подстановкой значений переменных (19)–(23) и (24)–(28), полученных с помощью правила некасающихся контуров Мейсона, соответственно в уравнения (1) и (10) можно получить уравнения для электромагнитных моментов АД и ВИД при скачкообразном изменении амплитуды питающего напряжения:

$$M_{\text{АД}} = \frac{3P_n U_{1x}^2}{2\Delta_{\text{АД}}(p)} \frac{L_m}{L_1 L_2' - L_m^2} W_1^2(p)W_2^2(p)K_3K_5; \quad (29)$$

$$M_{\text{ВИД}} = 3P_n U_{\text{sx}}^2 W_1^3(p)W_2(p)K_0K_3(W_2(p)K_3K_6 - \\ - K_7)(1 - W_1(p)W_2(p)K_3K_4) \frac{1}{\Delta_{\text{ВИД}}^2(p)}. \quad (30)$$

Для исследования характеристического уравнения систем АД и ВИД необходимо приравнять $\Delta(p)$ к 0. Несмотря на различия в системах, можно привести характеристические уравнения к одному виду. Пренебрегая членами уравнения, умноженными на $\frac{1}{\omega_1^2}$, и обозна-

чая $a = \frac{R_1}{R_2'}$; $b = \frac{2L_m^2 R_s}{L_1^2 R_f}$ можно упростить характеристические уравнения:

$$T_{\Sigma \text{АД}}^2 p^2 + 2T_{\Sigma \text{АД}} p + 1 + \left(\frac{s}{s_{\kappa}} \right)^2 + 2as = 0; \quad (31)$$

$$T_{\Sigma \text{ВИД}}^2 p^2 + 2T_{\Sigma \text{ВИД}} p + 1 + \left(\frac{s}{s_{\kappa}} \right)^2 + 2bs = 0. \quad (32)$$

Корни уравнений (31) и (32)

$$p_{1,2 \text{АД}} = -\alpha \pm j\Omega = -\frac{1}{T_{\Sigma \text{АД}}} \pm j \frac{\sqrt{\left(\frac{s}{s_{\kappa}} \right)^2 + 2as}}{T_{\Sigma \text{АД}}}; \quad (33)$$

$$p_{1,2 \text{ВИД}} = -\alpha \pm j\Omega = -\frac{1}{T_{\Sigma \text{ВИД}}} \pm j \frac{\sqrt{\left(\frac{s}{s_{\kappa}} \right)^2 + 2bs}}{T_{\Sigma \text{ВИД}}}. \quad (34)$$

Анализ корней $p_{1,2}$ показывает, что при скольжении $s \rightarrow 0$ характер электромагнитных процессов близок к апериодическому. По мере увеличения постоянной времени T_{Σ} модуль α действительной части корней уменьшается, устойчивость электромагнитной системы двигателя снижается, колебательность возрастает как в случае с АД, так и с ВИД. На рис.3 и 4 представлены результаты математического моделирования процесса пуска АД МТКИ-160М6 и реализованного на его основе ВИД МТВИ-160 в относительных единицах. Из графиков (рис.3, 4) видно, что переходные процес-

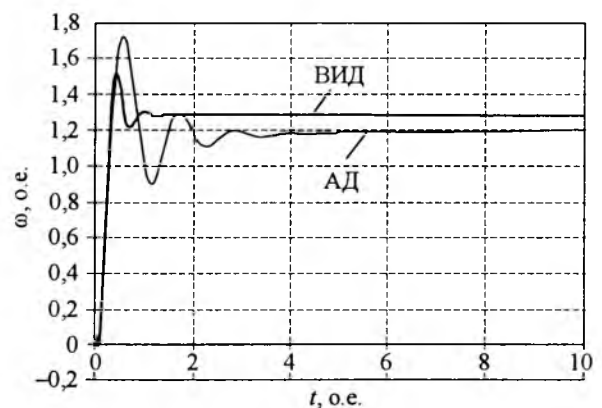


Рис.3. Переходные процессы скорости при пуске асинхронного и вентильного индукторного двигателя

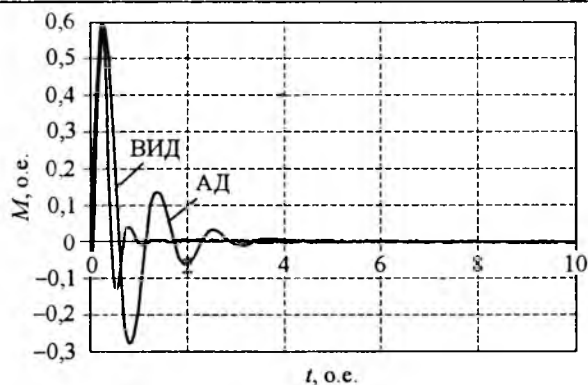


Рис.4. Переходные процессы момента при пуске асинхронного и вентильного индукторного двигателей

сы в системе с АД длятся приблизительно в 3 раза дольше, чем в системе с ВИД. К тому же скорость, развиваемая ВИД на 7% больше скорости АД.

По результатам исследования динамических свойств двигателей на конкретном примере можно сделать вывод, что динамические свойства лучше и колебательность ниже у ВИД. Кроме того, ВИД имеют повышенную перегру-

зочную способность, у них отсутствуют ограничения по коммутации обмоток статора, конструкция их проста и надёжна.

Предложенный метод оценки динамической устойчивости двигателей, опирающийся на структурно-топологические методы анализа, позволяет получить аналитические выражения, связывающие любые переменные векторной модели, а также определить основные динамические характеристики объекта и является наиболее универсальной формой описания как АД или ВИД в частности, так и электропривода в целом.

Список литературы

1. Мещеряков В.Н. Динамика электромеханических систем подъемно-транспортных механизмов с асинхронным электроприводом. Липецк: Липецкий ГТУ, 2002.
2. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. СПб.: Энергоиздат, 1992.

Мещеряков Виктор Николаевич – профессор Липецкого ГТУ, доктор техн. наук.

Петунин Алексей Алексеевич – аспирант Липецкого ГТУ. Окончил факультет автоматизации и информатики Липецкого ГТУ в 2001 г.

Уточнённая модель асинхронного двигателя как объект для построения системы управления¹

РЕШМИН Б.И.

Рассматривается модель асинхронного двигателя в произвольной системе координат с учётом насыщения магнитопровода и эффекта вытеснения тока в пазах ротора, позволяющая получить достоверные переходные процессы при прямых пусках двигателя. Для построения системы векторного управления приводится модель в координатах ротора в виде передаточных функций, позволяющая решать вопрос о выборе контурных регуляторов.

Широкое применение двигателей переменного тока в управляемых электроприводах стало возможным с появлением специализированных быстродействующих микропроцессоров, реали-

The model of the induction motor in any coordinat system is considered, taken into account the saturation of exitation circuit and the current shifting into the outer portion of conductors, allowing to receive authentic transients at the direct start-up of the motor. For the vector control the model in coordinates of the rotor as the transfer functions is considered, allowing to solve the problem on a choice of regulators.

зующих сложные алгоритмы формирования момента двигателя. Принцип формирования момента в приводах постоянного тока за счёт регулирования отдельно потока возбуждения и тока используется и в системах управления приводами переменного тока. С этой целью

¹ Печатается в порядке обсуждения.

трёхфазная машина заменяется эквивалентной обобщённой двухфазной машиной, в которой результирующие векторы напряжений, токов и потокоцеплений рассматриваются в выбранной системе координат [1].

Для построения сложной системы необходимо представить двигатель как объект управления, раскрыв описывающие его дифференциальные уравнения в виде структуры на базе передаточных функций, что позволяет разработчику обоснованно принимать решение о выборе типов регуляторов и методе их настройки. Кроме того, необходимо описать изменяемые параметры, с тем чтобы учитывать это при настройке регуляторов.

В связи с этим в статье приводится модель асинхронного двигателя в виде передаточных функций, из которой можно получить структуры, работающие в системах координат:

- неподвижной;
- вращающейся вместе с ротором;
- вращающейся с произвольной частотой.

Кроме того, при определённых условиях двигатель представлен как линейный объект для выбора регуляторов токов и потокоцеплений.

Модель двигателя в осях, вращающихся с произвольной частотой

По окончании переходных процессов поля статора и ротора неподвижны друг относительно друга, поэтому можно рассматривать результирующие векторы токов и напряжений ротора и статора в любой системе координат. Важно только, чтобы эта система координат была общей для статора и ротора.

На рис. 1 на основе известных уравнений для схемы замещения обобщённой машины [1] относительно векторов напряжений и токов представлена модель асинхронного двигателя с вычислением момента ротора через токи и потокоцепления статора в произвольной системе координат x, y , при реализации которой использовались обозначения:

R_s, R_r – сопротивление статора и приведенное ротора; L_{sl}, L_{rl} – индуктивность рассеяния статора и приведенная ротора; L_s, L_r – индуктивность статора и приведенная ротора; L_m^* – индуктивность цепи намагничивания обобщённой машины; $\omega_k \cdot p_n$ – электрическая частота вращения системы координат; p_n – число пар полюсов.

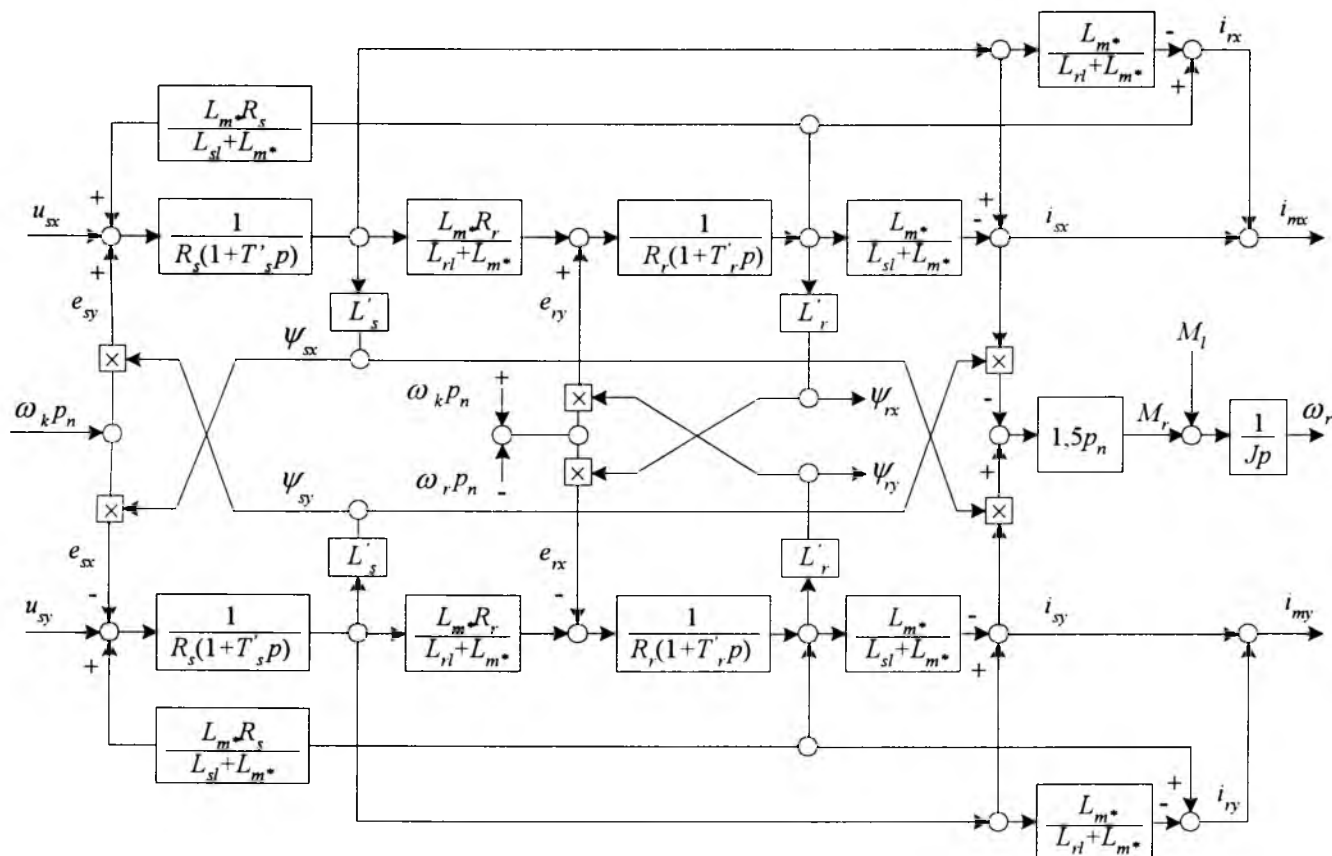


Рис. 1. Структура модели асинхронного двигателя с вычислением момента ротора через токи и потокоцепления статора в произвольной системе координат

Введены обозначения: $L_s - L_{m*}^2 / L_r = L_s'$; $L_r - L_{m*}^2 / L_s = L_r'$; $T_s' = L_s' / R_s$; $T_r' = L_r' / R_r$.

Так как $L_s = L_{m*} + L_{sl}$, $L_r = L_{m*} + L_{rl}$, то $L_{sl} + L_{m*}L_{rl} / (L_{rl} + L_{m*}) = L_s'$ и $L_{rl} + L_{m*}L_{sl} / (L_{sl} + L_{m*}) = L_r'$.

Как следует из структуры, асинхронный двигатель является нелинейным объектом за счёт перекрестных связей по ЭДС. За счёт этих связей ухудшается демпфирование переходных процессов в двигателе.

Изменение индуктивности из-за насыщения машины

Технико-экономические показатели при разработке двигателя определяют тот факт, что при номинальной нагрузке и номинальном потоке работа происходит на нелинейном участке кривой намагничивания машины и поэтому следует учитывать изменение индуктивности из-за насыщения машины. Индуктивности рассеяния статора и ротора мало зависят от насыщения машины, так как их поля замыкаются по воздуху. Поэтому будем рассматривать влияние насыщения только на индуктивность цепи намагничивания L_{m*} .

Кривая намагничивания машины в общем случае является универсальной. Предлагается описывать эту кривую (рис.2) уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \Phi / \Phi_n &= 3i_m / 2i_{mn} \text{ при } 0 \leq i_m / i_{mn} \leq 1/3; \\ \Phi / \Phi_n &= 1 - \{9[1 - (i_m / i_{mn})]^2 / 8\} \text{sign}[1 - (i_m / i_{mn})] \text{ при } i_m / i_{mn} > 1/3. \end{aligned} \right\} (1)$$

При XX двигателя и поддержании $u / f = \text{const}$ номинальный поток остаётся постоянным, и только при малых частотах он уменьшается из-

за влияния активного сопротивления статора. Поэтому в режиме XX определяется ток i_{mn} . Изменяющаяся с насыщением индуктивность

$$L_{m*} = L_{m*n} (\Phi / \Phi_n) / (i_m / i_{mn}).$$

Как было показано ранее, в модели двигателя имеются составляющие тока i_m по осям x и y . Ток для определения меняющейся индуктивности равен:

$$i_m = \sqrt{i_{mx}^2 + i_{my}^2}.$$

Изменение параметров двигателя из-за эффекта вытеснения тока в пазах при больших частотах в роторе

При прямом пуске двигателя, когда в первый момент времени частота в роторе равна частоте сети, наблюдается максимальная неравномерность распределения потока рассеяния по высоте паза и естественно плотность потока рассеяния уменьшается по направлению к зазору машины, т.е. к внешним проводникам в пазу. При этом ЭДС в проводниках от потока рассеяния, направленная встречно ЭДС ротора, имеет наибольшее значение во внутренних проводниках и наименьшее во внешних. Так как эти ЭДС противоположны по знаку, то во внутренних проводниках должны протекать токи меньше, чем во внешних, т.е. существует эффект вытеснения тока во внешние проводники и меняется плотность тока в проводниках по высоте паза. Таким образом, можно считать, что по высоте паза сопротивление внутренних проводников максимальное, а внешних минимальное. В связи с увеличением сопротивления внутренних проводников центр линий потока смещается в верхнюю часть паза, что означает уменьшение потока рассеяния и уменьшение индуктивности ротора.

При векторном управлении эффект вытеснения тока будет мало заметен, так как система регулирования стремится обеспечить минимальную частоту в роторе при плавном изменении частоты статора от нуля до номинальной.

Учтём в модели эффект вытеснения тока, чтобы можно было исследовать переходные процессы при прямых пусках двигателя.

Эффекту вытеснения тока подвержены только части обмотки, расположенные в пазу, и не подвержены части обмотки, расположенные вне паза. В первом приближении принимаем, что 30% обмотки расположены вне паза [2].

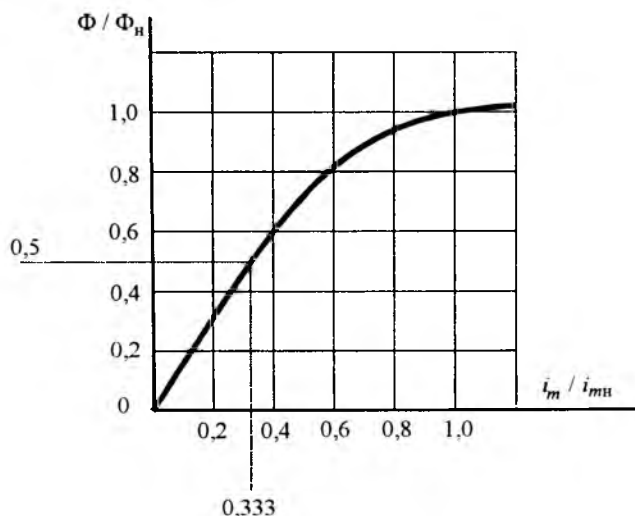


Рис.2. Универсальная кривая намагничивания машины $\Phi / \Phi_n = f(i_m / i_{mn})$

Запишем выражения для активного сопротивления и индуктивности рассеяния ротора с учётом эффекта вытеснения тока:

$$R_r = 0,3 R_{r0} + K_r \cdot 0,7 R_{r0} = R_{r0} (0,3 + K_r \cdot 0,7),$$

$$L_{rl} = 0,3 L_{r0} + K_{xr} \cdot 0,7 L_{r0} = L_{r0} (0,3 + K_{xr} \cdot 0,7). \quad (2)$$

В (2) K_r и K_{xr} – коэффициенты, учитывающие изменение сопротивления и индуктивности ротора при изменении частоты; R_{r0} и L_{r0} соответственно приведённые активное сопротивление и индуктивность рассеяния ротора при ХХ ($s = 0$). Эти коэффициенты вычисляются по достаточно сложным формулам с учётом конструктивных параметров паза и материала проводников. При переходе от частоты в роторе к скольжению строят семейства кривых для этих коэффициентов для различных приведённых высот стержня в пазу h_1 в функции скольжения [2].

На рис.3,а,б приведены эти семейства кривых. Оказывается, что имеется однозначная связь между коэффициентами K_r и K_{xr} при всех скольжениях [2]. Эта связь в виде зависимости $K_{xr} = f(K_r)$ представлена на рис.3,в.

Решение задачи можно значительно упростить, если кривые на рис.3,а заменить прямыми, проходящими через точки со скольжениями $s = 0$ и $s = 1$. В этом случае нет необходимости знать приведённую высоту стержня в пазу для определения коэффициента K_r , так как его можно вычислить через сопротивление R_{rl} при $s = 1$, которое предварительно можно найти по формуле:

$$R_{rl} \approx \frac{P_n (M_n / M_n)}{3(1 - s_n) K_{пн}^2}, \quad (3)$$

где P_n – номинальная мощность двигателя; M_n – пусковой момент двигателя; M_n – номинальный момент двигателя; s_n – номинальное скольжение; $K_{пн} = i_n / i_n$ – отношение пускового тока к номинальному; i_n – номинальный ток двигателя.

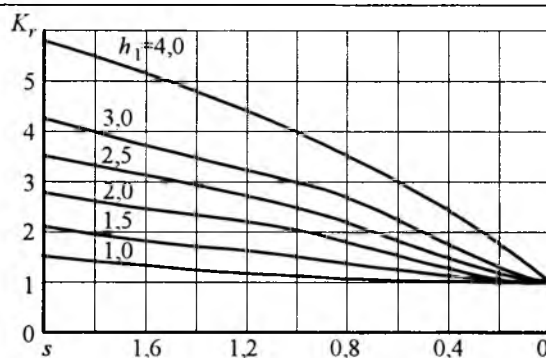
Тогда

$$R_r = R_{r0} \{ 1 + [(R_{rl} / R_{r0}) - 1] s \}. \quad (4)$$

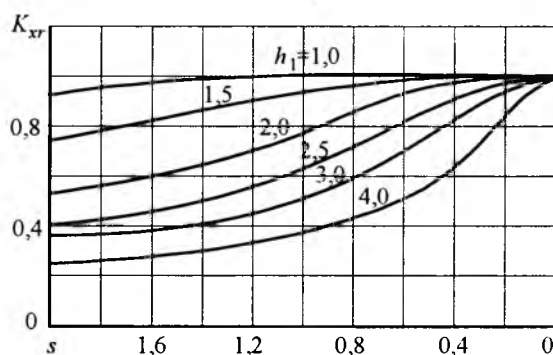
Вычислим переменную L_{rl} через значения R_{rl} , R_{r0} . Заменяв кривую на рис.3,в прямой, проходящей через координаты $K_{xr} = 1$ и $K_{xr} = 0,4$, получим:

$$K_{xr} = 1,2 - 0,2 K_r. \quad (5)$$

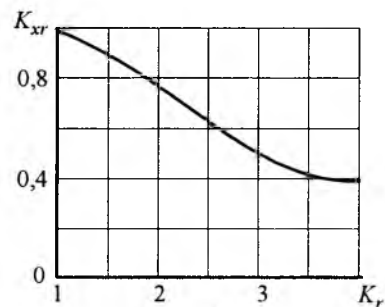
При $R_r = R_{rl}$ из (2)



а)



б)



в)

Рис.3. Зависимости коэффициентов K_r (а) и K_{xr} (б) от скольжения для разных значений приведенной высоты стержня в пазу h_1 и K_{xr} от K_r (в) для всех значений скольжения

$$K_{rl} = [(R_{rl} / R_{r0}) - 0,3] / 0,7. \quad (6)$$

В общем случае $K_r = 1 + (K_{rl} - K_{r0}) s = 1 + (K_{rl} - 1) s$ и при подстановке K_{rl} из (6) получим:

$$K_r = 1 + \{ [(R_{rl} / R_{r0}) - 1] / 0,7 \} s. \quad (7)$$

Подставляя (7) в (5), затем полученный результат в (2), получаем:

$$L_{rl} = L_{r0} \{ 1 - 0,2 [(R_{rl} / R_{r0}) - 1] s \}. \quad (8)$$

Разработка модели двигателя в среде пакета MATLAB

На базе структуры на рис.1, уравнений (4), (8) и уравнений, учитывающих насыщение ма-

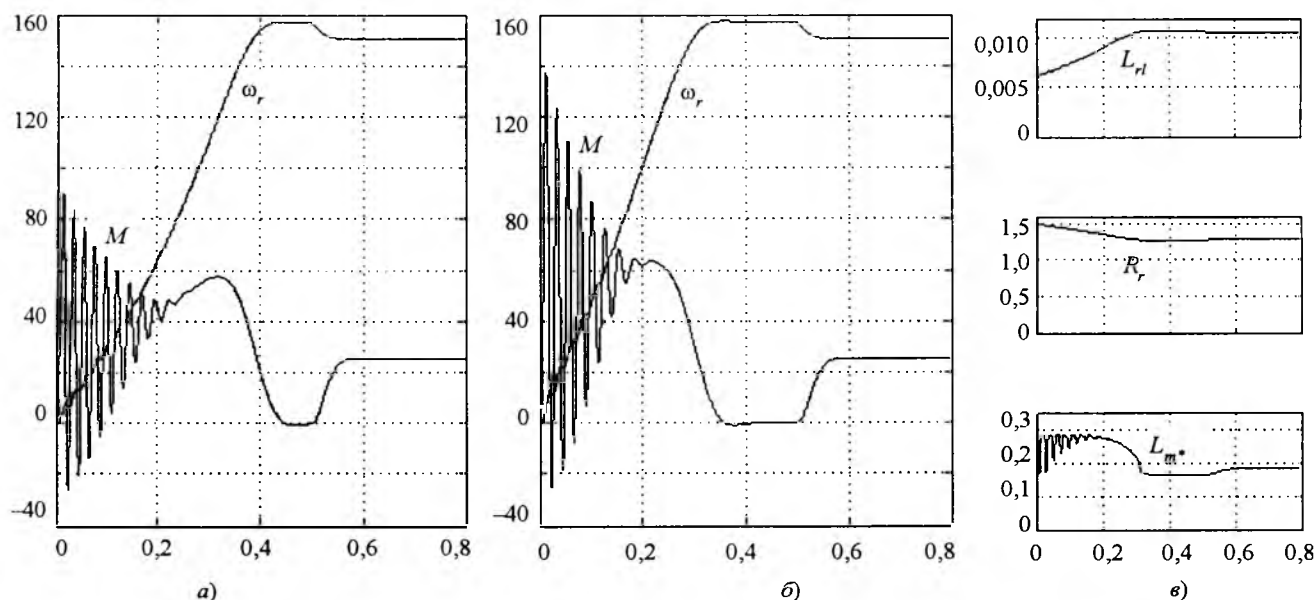


Рис.4. Осциллограммы переходных процессов при прямом пуске двигателя (а – без учёта меняющихся параметров; б – с учётом меняющихся параметров) и изменение параметров L_{rl} , R_r , L_{m*} при пуске двигателя (в)

шины, разработана модель двигателя с меняющимися параметрами. Для определения степени влияния насыщения машины и эффекта вытеснения тока в пазах ротора рассматривалась модель в координатах ротора d, q , т.е. при $\omega_k = \omega_r$. При этом переходные процессы модели без учёта меняющихся параметров сравнивались с переходными процессами модели, имеющейся в разделе Simulink (SimPower-System) пакета MATLAB.

Для демонстрации работы модели выбран двигатель 4A100L4Y3 с параметрами:

$$P_n = 4000 \text{ Вт}, U_n = 220 \text{ В}, p_n = 2, J = 0,189 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, \\ s_n = 0,053, M_n / M_n = 2, K_n = 6, L_{m*} = 0,189 \text{ Гн}, \\ R_s = 1,66 \text{ Ом}, R_r = 1,27 \text{ Ом}, L_{sl} = 0,0062 \text{ Гн}, \\ L_{rl} = 0,0107 \text{ Гн}.$$

На рис.4,а приведены осциллограммы момента и частоты вращения при пуске двигателя с полным напряжением без учёта меняющихся параметров с приложением момента нагрузки скачком после выхода на установившуюся частоту вращения. При этом переходные процессы в рассматриваемой модели и в модели пакета MATLAB оказались идентичны. Однако без учёта меняющихся параметров при $s = 1$ кратности пускового момента и тока оказались значительно меньше приведённых в каталоге на этот двигатель. Ошибка обусловлена в основном тем, что не учитывается эффект

вытеснения тока.

На рис.4,б приведены переходные процессы при прямом пуске с учётом меняющихся параметров. Как следует из осциллограммы, пусковой момент $M_n = J(d\omega/dt) = 0,108(48/0,1) = 51,84 \text{ Н} \cdot \text{м}$, т.е. превышает номинальный приблизительно в 2 раза, что соответствует данным каталога ($M_n \approx 25 \text{ Н} \cdot \text{м}$). Кратность пускового тока при этом близка к значению $K_n = 6$ в соответствии с данными каталога.

На рис.4,в приведены осциллограммы изменения параметров L_{rl} , R_r , L_{m*} при пуске двигателя. Как следует из осциллограмм, пусковой момент двигателя увеличивается при повышении сопротивления ротора R_r из-за эффекта вытеснения тока в пазах ротора. При этом индуктивность рассеяния ротора L_r увеличивается по мере уменьшения сопротивления.

Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором как объект управления

Как правило, системы управления работают в системе координат ротора d, q . Поэтому на основании структуры на рис.1 после некоторых преобразований на рис.5 приведено описание асинхронного двигателя через передаточные функции в этой системе координат.

При построении систем управления электроприводами переменного тока важнейшим вопросом является компенсация вредного влияния

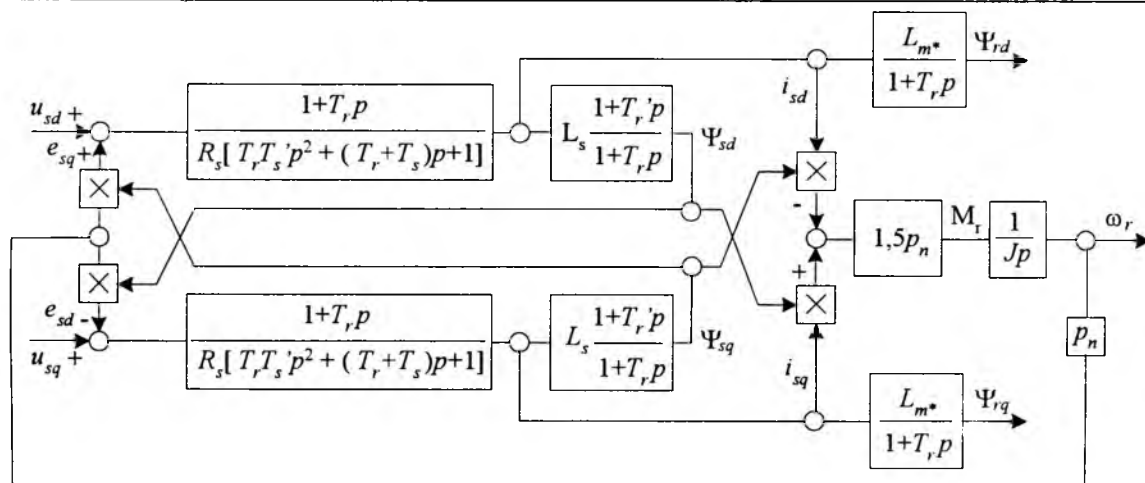


Рис.5. Асинхронный двигатель в координатах ротора d, q как объект при реализации системы регулирования

обратных связей по ЭДС двигателя e_{sd} и e_{sq} , являющихся причиной нелинейности двигателя как объекта управления. Если решить вопрос о компенсации влияния противоЭДС с помощью правильно выбранных регуляторов, что требует отдельного рассмотрения, то объект управления можно рассматривать как линейный. В этом случае можно записать его передаточные функции без учёта противоЭДС по каналам регулирования токов и потокоцеплений, которые определяют момент двигателя. Рассмотрим двигатель как объект управления при этих условиях для одной из осей.

На основании структуры на рис.5 запишем передаточную функцию между током и напряжением для одной из осей:

$$\frac{i_{sd}(p)}{u_{sd}(p)} = \frac{1+T_r p}{R_s [T_r T'_s p^2 + (T_r + T'_s)p + 1]}, \quad (9)$$

где

$$T_r = (L_{rl} + L_{m*}) / R_r; \quad T_s = (L_{sl} + L_{m*}) / R_s;$$

$$T'_s = \{ L_{sl} + [L_{rl} L_{m*} / (L_{rl} + L_{m*})] \} / R_s.$$

Если учесть, что $L_{m*} \gg L_{sl}, L_{rl}$, то можно сделать вывод, что корни характеристического уравнения являются действительными и выражение (9) можно представить в виде:

$$\frac{i_{sd}(p)}{u_{sd}(p)} = \frac{1+T_r p}{R_s (1+T_1 p)(1+T_2 p)}. \quad (10)$$

В (10) $T_1 \gg T_2$ и в первом приближении T_1 по отношению к T_2 можно рассматривать как интегральное звено.

Передаточная функция между потокоцеплением и током для этой же оси

$$\frac{\Psi_{sd}(p)}{i_{sd}(p)} = L_s \frac{1+T'_r p}{1+T_r p}. \quad (11)$$

В (11) $T_r \gg T'_r$, так как $T_r = (L_{rl} + L_{m*}) / R_r$, а $T'_r = \{ L_{rl} + [L_{sl} L_{m*} / (L_{sl} + L_{m*})] \} / R_r$.

Представленная структура объекта позволяет выбирать типы и параметры регуляторов с учётом изменяющихся параметров.

Выводы

1. Учёт эффекта вытеснения тока в пазах ротора позволяет избежать больших ошибок при моделировании прямого пуска двигателя.

2. Представленная в виде передаточных функций модель позволяет обоснованно определить вид регуляторов и выполнить их расчёт при изменяемых параметрах. При этом необходимым условием успешной реализации системы управления является компенсация с помощью регуляторов вредного влияния противоЭДС.

Список литературы

1. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: Учебник для вузов. М.: Энергия, 1980. С.813–830.
2. Сыромятников И.А. Режимы работы асинхронных и синхронных двигателей. М.: Энергоатомиздат, 1984. С.33.

Решмин Борис Иванович – начальник лаборатории НПП ВНИИЭМ, канд. техн. наук. Окончил МЭИ в 1962 г. Диссертацию по теме "Динамика позиционных систем регулирования непрерывных широкополосных станов горячей прокатки" защитил в 1977 г.

Диагностика изоляции обмоток электрических машин постоянным током¹

ГЛИНКА Т.Я., ЯКУБЕЦ М.С.

Разработан метод диагностических исследований постоянным током состояния изоляции обмоток электрических машин. Состарившаяся изоляция характеризуется стохастическим процессом изменения во времени тока утечки после внезапного подключения постоянного тока. Результаты проведённых испытаний позволили установить критерильные параметры изоляционной системы и выполнить сравнение изоляционных систем.

Электрические машины, используемые на электростанциях, металлургических предприятиях, в шахтах, на кораблях, в тяговых системах и других отраслях являются капиталоемкими и важными элементами, определяющими надёжность их функционирования. С целью оценки технического состояния и определения степени старения изоляции таких машин они подвергаются периодическим проверкам.

В практике находят применение два метода проверки:

- диагностика изоляции переменным напряжением, т.е. исследование частичных разрядов (ЧР) [1] и определение $\tan \delta$ [2];
- диагностика изоляции постоянным напряжением [3, 4], т.е. поляризационный метод.

Опыт авторов по диагностированию состояния изоляции электрических машин, показывает, что результаты измерений ЧР, выполненных в промышленных условиях на местах эксплуатации машин, сильно искажаются промышленными помехами. Достоверность таких результатов невысокая. Практика эксплуатации показывает, что при проведении испытаний электрических машин, находящихся в эксплуатации 15–20 лет, измеренный в ходе диагностических испытаний кажущийся ЧР часто в несколько раз превышает допустимые значения. Если принять во внимание результаты таких исследований, то эксплуатацию машин необходимо прекратить и отправить их в ремонт. Как правило, этого не делают, а принимают решение о продолжении их эксплуатации или рекомендуют выполнить диагностику другими методами. Такие машины без замены обмотки могут про-

Neither in technical literature nor in exploiting practice there are determined criteria allowing the definition of the rate of wear of electrical machines windings insulation. On the basis of these variables and the practical experience of engineering conducting the diagnostic testings it is possible to select the machines with worn insulation and give some prediction of their further work.

работать еще 20 лет. Какое же мнение может иметь собственник машин относительно результатов диагностики изоляции переменным током? Кроме того, таким методом нельзя определить степень старения изоляции, а следовательно, и прогнозировать вероятность безаварийной работы машины.

Поэтому метод диагностирования состояния изоляции электрических машин постоянным током становится особо привлекательным. Авторы творчески развили этот метод. В данной статье представлена схема замещения изоляционной системы электрической машины со значительной степенью старения изоляции. На основе этой схемы была разработана программа диагностических испытаний и формирование критериев, используемых для оценки степени старения изоляции.

Схемы замещения состаренной изоляции обмоток электрических машин

Для создания главной и витковой изоляции электрических машин применяют изоляционные материалы различных видов: миканиты, волокна, стеклоткани, арамидовые бумаги (номекс), а также полиамидная изоляция. Эти материалы существенно отличаются по своим изоляционным свойствам, однако для каждой конкретной машины вполне возможно установить электрические параметры и характеристики, дающие представление о состоянии её изоляционной системы. Регистрация и сохранение такой информации, полученной при изготовлении новой машины и через фиксированные интервалы времени её эксплуатации, например через каждые 5 лет, создают предпосылки для корректного прогнозирования вероятности безот-

¹ Печатается в порядке обсуждения.

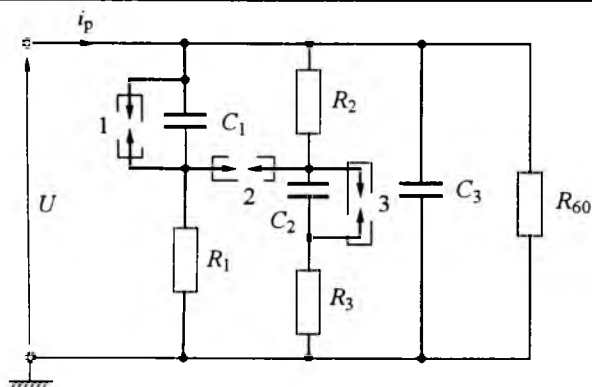


Рис.1. Схема замещения системы изоляции:
1, 2, 3 – разрядники

казной работы машины и планирования сроков замены обмоток.

При разработке критериев, характеризующих техническое состояние изоляционной системы машины, воспользуемся электрической схемой замещения такой системы. Известно несколько разновидностей схем замещения [5], которые используются для анализа процессов, происходящих в новой изоляции.

Для анализа процессов, происходящих в изношенной изоляции, нами разработана схема замещения, учитывающая характерные особенности такой изоляции (рис.1). Отличие свойств новой и изношенной (состаренной) изоляций иллюстрирует следующий пример. При внезапной подаче постоянного напряжения к новой изоляционной системе ток утечки $i_p(t)$ спадает до установившегося значения I_{p60} по экспоненциальному закону, кривая 1 на рис.2, как это происходит в типичном процессе зарядки конденсатора через последовательно включенное активное сопротивление. В случае, когда изоляционная система изношена, то процесс протекания тока $i_p(t)$ носит стохастический характер, кривая 2 на рис.2. Характерным признаком протекания тока утечки в такой системе является то, что в некоторые моменты времени может меняться даже направление протекания тока. Схема замещения, показанная на рис.1, учитывает это свойство изношенной изоляции. В предлагаемой схеме замещения параметры C_1 и C_2 имитируют внутренние ёмкости изоляции, C_3 – поверхностную ёмкость, резисторы R_1 , R_2 и R_3 – внутренние активные сопротивления, а R_{60} – эквивалентное сопротивление изоляции постоянному току в установив-

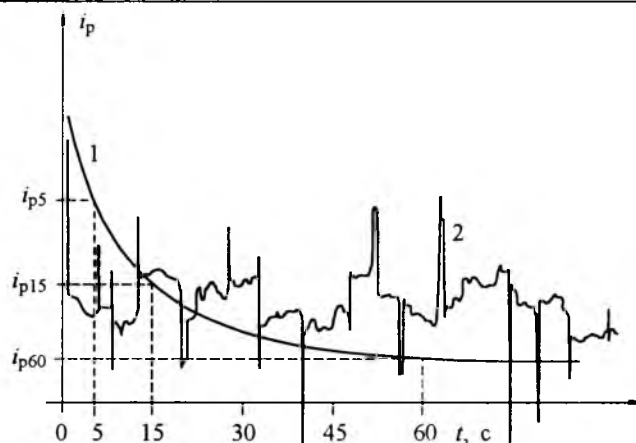


Рис.2. Зависимость тока утечки от времени:

1 – новая изоляция якоря тягового двигателя типа Е 541, 500 кВт, 3000 В; 2 – изношенная изоляция обмотки статора асинхронного двигателя 3740 кВт, 6000 В

шемся режиме. Разделение внутренней ёмкости на две (C_1 и C_2) даёт возможность моделировать явления расслоения и растрескивания изоляции, а также имитировать частые стохастические случаи внутренних разрядов. Это явление в схеме замещения имитируется замыканием и размыканием ёмкостей C_1 и C_2 искровыми разрядниками 1, 2 и 3. Параметры и характеристики такой схемы можно исследовать на постоянном и переменном токах ($\text{tg}\delta$ и ЧР). Выполненные исследования показали, что наиболее эффективным методом испытания изоляции обмоток старых машин является метод испытания постоянным током. Естественно, что при этом исключается возможность определения $\text{tg}\delta$ при номинальном напряжении, если время от времени будет повторяться замыкание и размыкание одной или двух ёмкостей C_1 и C_2 .

Испытание изоляции обмоток постоянным напряжением

Объективным методом оценки состояния изоляции электрических машин, особенно машин, длительно эксплуатирующихся, имеющих значительное старение изоляции, являются испытания постоянным напряжением (рис.3). Эти испытания не сводятся только к определению параметров схемы замещения изоляционной системы, поскольку они зависят от значения питающего напряжения. Кроме того, эти параметры не несут полной информации о свойствах изоляции, в частности, на основании этих

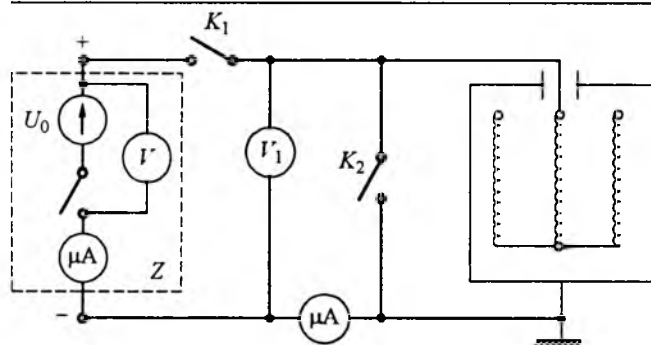


Рис.3. Схема измерения для испытания обмоток постоянными напряжением

данных нельзя спрогнозировать значение пробивного напряжения. В этой связи критерии оценки технического состояния изоляции предлагается строить с учётом времени протекания тока утечки i_p после подключения постоянного тока напряжением U и максимального значения восстановленного на изоляции напряжения U_{0d} после кратковременного замыкания токоведущих элементов, разделённых исследуемой изоляцией. У новых машин, после подачи напряжения U на испытуемую обмотку, процесс затухания тока утечки $i_p(t)$ будет иметь вид, показанный кривой 1 на рис.2.

По истечении времени $t \rightarrow \infty$, в случае, когда изоляция обладает высоким качеством, ток $i_p(t \rightarrow \infty) = I_{60}$. В старых машинах с термически и механически изношенной изоляцией, имеющей трещины и расслоения, внутри которой имеются пузырьки воздуха, под действием электрического поля происходит ионизация воздуха, что способствует появлению электрических разрядов в изоляции. Такое явление равнозначно действию искровых разрядов в схеме замещения (рис.1). Искровые разряды придают току утечки стохастический характер (кривая 2 на рис.2). Описанные испытания проводят при медленном повышении питающего напряжения от нуля до $2U_n$. При проведении исследований необходимо исключить возможность возникновения ситуаций, которые могут привести к пробое или поверхностному перекрытию изоляционных промежутков (поверхностному разряду), что вызывает повреждение изоляции. По значениям установившегося тока утечки I_{60} , определённым при различных напряжениях, строят характеристику $R_{60} = f(U)$ (рис.4).

Если внутренняя ёмкость изоляции отлична от нуля, и эта ёмкость удерживает заряд, накопленный к моменту отключения напряжения

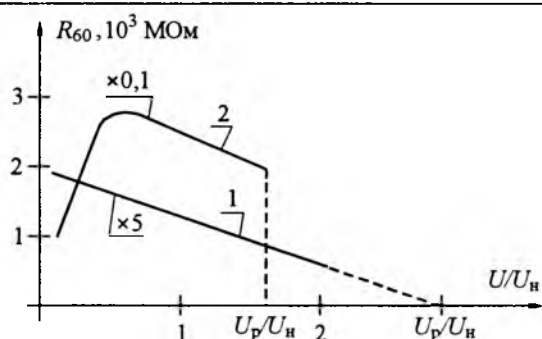


Рис.4. Характеристики $R_{60} = f(U)$:

1 – новая изоляция якоря тягового двигателя типа Е 541, 500 кВт, 3000 В; 2 – изношенная изоляция обмотки статора асинхронного двигателя 3740 кВт, 6000 В

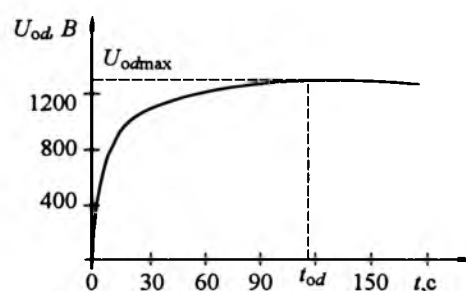


Рис.5. Процесс восстановления напряжения на системе новой изоляции якоря тягового двигателя типа Е 541, 500 кВт, 3000 В после кратковременного КЗ заряженной системы

питания, то с помощью ключа K_2 (рис.3) можно произвести КЗ изоляционной системы длительностью $t_z = 1 \div 60$ с, а затем разомкнуть её. При кратковременном КЗ изоляционной системы происходит полная разрядка поверхностной ёмкости C_3 и частичная разрядка внутренних ёмкостей C_1 и C_2 . Если внутренние ёмкости отличны от нуля, то накопленная в них энергия после размыкания переключателя K_2 приводит к повторной зарядке ёмкости C_3 , на ней восстанавливается напряжение U_{0d} , которое можно измерить электростатическим вольтметром с внутренним сопротивлением близким к бесконечности. Ход восстановления напряжения на системе изоляции U_{0d} показан на рис.5.

Описанные измерения и полученные характеристики легли в основу разработки критериев, определяющих техническое состояние изоляции.

Критерии оценки технического состояния изоляции

Предлагаемые авторами основные критерии, характеризующие техническое состояние

изоляции, определяются из характеристик $R_{60} = f(U)$ (рис.4), $U_{0d} = f(t)$ (рис.5) и $i_p = f(t)$ (рис.3).

Существенное значение имеет вид характеристики $R_{60} = f(U)$: монотонно снижающаяся (кривая 1 на рис.4) или имеющая перегибы (кривая 2 на рис.4). Монотонная характеристика $R_{60} = f(U)$ позволяет определить:

- напряжение пробоя изоляции U_p

$$\frac{U_p}{U_n} \begin{cases} > 3 - \text{изоляция хорошая;} \\ > 2 - \text{изоляция удовлетворительная;} \\ \approx 1 - \text{изоляция неудовлетворительная;} \end{cases}$$
- сопротивление изоляции R_{60} при U_n (на один вольт напряжения)

$$\frac{R_{60}}{U_n} \begin{cases} > 10 \text{ кОм/В} - \text{изоляция удовлетвори-} \\ & \text{тельная;} \\ < 1 \text{ кОм/В} - \text{изоляция неудовлетво-} \\ & \text{рительная.} \end{cases}$$

Напряжение пробоя можно определить только в том случае, когда характеристика $R_{60} = f(U)$ монотонна. В случаях, когда эта характеристика имеет перегибы, значение напряжения пробоя U_p чаще всего определяется как точка резкого падения R_{60} до нулевого значения (кривая 2 на рис.4). Такое резкое падение R_{60} свидетельствует о плохом техническом состоянии изоляции.

Временная характеристика восстановления напряжения на изоляционной системе после КЗ $U_{0d} = f(t)$ позволяет установить основные критерии оценки степени старения изоляции (рис.5). К числу таких критериев относятся:

- время КЗ t_z ;
- максимальное значение восстановленного напряжения U_{0d} ;
- время восстановления напряжения t_{0d} .

Опыт эксплуатации более 1000 машин позволил установить значения этих критериев.

Обмотки машин, с номинальным напряжением питания $U_n = 6$ кВ, имеют следующие показатели:

- для хорошей изоляции $t_z \geq 30$ с, $U_{0dmax} \geq 600$ В, $t_{0d} \geq 120$ с;
- для удовлетворительной изоляции $t_z = 30$ с, $U_{0dmax} \geq 300$ В, $t_{0d} \geq 30$ с;
- для неудовлетворительной изоляции $t_z = 1$ с, $U_{0dmax} = 0$ В.

Обмотки машин с номинальным напряжением питания $U_n \leq 1000$ В имеют следующие показатели:

- для хорошей изоляции $t_z \geq 10$ с, $U_{0dmax} \geq 0,1 U_n$, $t_{0d} \geq 30$ с;

– для удовлетворительной изоляции $t_z = 5$ с, $U_{0dmax} \geq 0,05 U_n$, $t_{0d} \geq 15$ с;

– для неудовлетворительной изоляции $t_z = 1$ с, $U_{0dmax} = 0$ В.

В машинах с полностью изношенной изоляцией после отключения изоляционной системы от источника питания (размыкание ключа K_1 схемы, представленной на рис.3) напряжение быстро снижается до нуля.

Характеристика изменения тока утечки $i_p = f(t)$, снятая после включения постоянного тока напряжением U_n (кривая 1 на рис.2), также несет в себе информацию о внутренней ёмкости изоляции и стабильности её параметров. По этой характеристике можно определить коэффициент абсорбции (кривая 1 на рис.2):

$$\frac{R_{60}}{R_{15}} = \frac{i_{p15}}{i_{p60}}.$$

Стохастический характер изменения тока утечки (кривая 2 на рис.2) свидетельствует о плохом состоянии изоляции (наличии расслоений и трещин), при этом отношение $i_{pmax} / k i_{p.c.p.}$ (значение пульсаций тока утечки) характеризует степень старения изоляции. Описанный характер протекания тока утечки объясняется локальными разрядами в изоляции (срабатыванием разрядников 1, 2, 3, шунтирующих ёмкости C_1 и C_2 в схеме замещения на рис.1). Критерии эти приведены в таблице.

Анализ данных таблицы, показывает, что предлагаемые критерии для оценки технического состояния изоляции не имеют равносильного значения. Основным показателем повышенного увлажнения служит малое значение сопротивления изоляции $R_{60} / U_n < 1$ кОм/В, а остальные критерии в данном случае являются дополнительными. У сухой, но частично изношенной изоляции, наиболее существенными критериями являются:

- напряжение пробоя U_p / U_n ;
- сопротивление изоляции, приходящееся на один вольт номинального напряжения питания (R_{60} / U_n);
- максимальное напряжение восстановления U_{0dmax} и время его восстановления t_{0d} после кратковременного замыкания заряженной системы изоляции;
- характер тока утечки в установившемся режиме $i_p = f(t)$, а также i_{p15} / i_{p60} или $i_{pmax} / i_{p.c.p.}$

Оценка технического состояния изоляции по

Критерии оценки технического состояния изоляции

Параметр изоляционной системы		Техническое состояние изоляции			
		Хорошее	Удовлетвори- тельное	Неудовлетворительное	
				Изоляция старая	Изоляция влажная
Напряжение пробоя U_p/U_n		>3	>2	~1,5	~1,0
Сопротивление R_{60}/U_n , кОм/В, при U_n		>10	>3	>3	<3
Время КЗ t_z , с	$U_n \geq 6$ кВ	≥ 30	≈ 10	1	0,1
	$U_n < 6$ кВ	≥ 10	≈ 5	0,5	0
Максимальное напряжение восстановления U_{odmax}/U_0		>0,1	>0,005	= 0	= 0
Время восстановления напряжения t_{od} , с	$U_n \geq 6$ кВ	>120	≈ 30	0	0
	$U_n < 1$ кВ	>30	≈ 15	0	0
$\frac{i_{p15}}{i_{p60}} = \frac{R_{60}}{R_{15}}$	$U_n \geq 6$ кВ	>2	$\geq 1,5$	≈ 1	≈ 1
	$U_n < 1$ кВ	>1,5	$\geq 1,2$	≈ 1	≈ 1
$i_{pmax}/i_{p.cp}$		1 ÷ 1,5	1 ÷ 2	1 ÷ 5	≈ 1

предлагаемым критериям достаточна.

Абсолютная оценка степени износа изоляции, выполненная в какой-то определённый период жизни машины, не несёт в себе полной достаточной информации для осуществления прогноза дальнейшей длительности безаварийной работы. Такая задача может быть точно решена только при наличии информации о контролируемых параметрах в определённые периоды предыдущей работы машины. Во избежание аварий испытания машин с хорошим состоянием изоляции обмоток должны проводиться через каждые 5 лет эксплуатации, а для машин с ослабленной изоляцией – периодичность испытаний должна быть снижена до 2–3 лет.

Выводы

1. Диагностические испытания изоляции обмоток электрических машин постоянным током позволяют объективно оценить их техническое состояние. Результаты испытаний не подвержены влиянию внешних электромагнитных помех. Они достаточно просты для реализации.

2. Исследования выполняются с использованием измерительной схемы, представленной на рис.3, и включают в себя три испытания:

– определение процесса затухания тока утечки после внезапного подключения постоянного напряжения;

– определение сопротивления изоляционной системы при установившемся значении тока утечки;

– определение процесса восстановления напряжения на изоляционной системе после пред-

варительной зарядки системы до номинального напряжения, замыкания ее на короткое время и последующего размыкания.

Список литературы

1. Вайда Д. Исследования повреждений изоляции. М.: Энергия, 1968.
2. Norma IEC 270. Pomiarы wyładowań niezupełnych.
3. Norma PN-81/E-04070/03. Transformatory. Metody badań Pomiar wskaźników izolacji.
3. Glinka T. Badania diagnostyczne maszyn elektrycznych w przemyśle. Wyd. BOBRME Komel Katowice, ISBN 83-910585-4-9, 2002.
4. Серебряков А.С. Оценка состояния корпусной изоляции тяговых электродвигателей по абсорбционным характеристикам // Электричество. 2004. № 6. С.49–55.



Глинка Тадеуш Янович – директор Института теоретической и промышленной электротехники Силезского политехнического университета, руководитель Научного совета Отраслевого научно-исследовательского центра электрических машин KOMEL, проф., доктор наук. Окончил электрический факультет Силезского политехнического университета в 1961 г. В 1968 г. защитил

кандидатскую диссертацию по теме "Анализ динамических свойств машин постоянного тока", а в 1975 г. докторскую по теме "Коммутационные свойства машин постоянного тока при пульсирующем либо быстроизменяющемся токе якоря".

Якубец Мечислав Степанович – директор отраслевого научно-исследовательского центра электрических машин KOMEL, канд. наук. Окончил электрический факультет Силезского политехнического университета в 1961 г. В 1996 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Приспособление конструкций обмоток клеточных роторов асинхронных двигателей к условиям пуска".



Волновое распределение свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости

БАРАНОВ М.И.

На основе положений квантовой механики и электродинамики предложена приближенная математическая модель, описывающая волновое пространственно-временное распределение свободных электронов в металлическом проводнике с переменным (импульсным) или постоянным током проводимости. Приведены экспериментальные данные, подтверждающие достоверность полученных результатов расчёта электронных волн в исследуемом проводнике.

On base of the positions of quantum mechanical engineers and electrodynamics the approximation mathematical model, describing wave space-temporary distribution of free electrons in metallic conductor with variable (pulsed) or direct currents of conductivities, has been suggested. The experimental data, confirming reliability results of the calculation of the electronic waves in investigation conductor have given.

Известно, что протекание постоянного или переменного (импульсного) электрического тока проводимости в металлическом проводнике обусловлено направленным перемещением (дрейфом) по нему свободных электронов [1,2]. Согласно современным представлениям свободные электроны появляются в межатомном пространстве вещества (материала проводника) тогда, когда происходит возбуждение внешних (валентных) электронных оболочек (энергетических уровней) атома и в атом поступает в виде квантов (размеренных порций) электромагнитная энергия, достаточная для отделения от него электрона [3]. Данная энергия получила название энергии ионизации, а соответствующий ей потенциал E_0 – потенциала ионизации для различных энергетических состояний атома. У атома любого вещества существует не одно дискретное возбужденное состояние его атомной оболочки, а значит и не одно численное значение E_0 . Поэтому, например, для такого широко применяемого в электротехнике проводникового материала, как медь первый ионизационный потенциал $E_0 = 7,62$ эВ [4]. Для электрона в атоме вещества в его атомной (электронной) оболочке и свободного электрона в этом веществе характерен корпускулярно-волновой дуализм, определяющий то, что электрон одновременно обладает свойствами частицы и волны [3,4]. Свободный электрон, как квантовый объект в материале проводника, об-

наруживает свои свойства волны в тех областях вещества (проводника), геометрические размеры которых соизмеримы с длиной его волны λ_e , определяемой в нерелятивистском приближении известной формулой де Бройля [4]. На пути своего движения в материале проводника (обычно металле) свободные электроны с электронной плотностью порядка 10^{28} м⁻³ [5] и при средней длине пробега порядка 10^{-8} м [5], претерпевают многочисленные соударения с атомами кристаллической решетки материала проводника, приводящие к выделению избыточной для атомов энергии в виде фоонов (тепловой энергии), т.е. энергии колебаний атомов указанной решетки [4, 6]. В соответствии с известным постулатом Гейзенберга, используемым в квантовой механике [4, 7], в атоме вещества и соответственно в атоме любого материала проводника не существует такого принятого для движения объектов макромира понятия, как траектория электрона. По-видимому, это положение будет справедливо и для свободного электрона в металле проводника. Для лучшего понимания процессов, сопровождающих дрейф свободных электронов в материале проводника и направленное протекание по нему электрического тока, остановимся более подробно на известных для электронов атома вещества их основных фундаментальных свойствах и характерных для них научных положениях, вытекающих из законов атомной фи-

зики, квантовой механики и электродинамики.

Согласно всемирно известной квантовомеханической модели атома вещества, основанной на решении волнового уравнения Шредингера [4, 7], распределения электронов в его атомной оболочке описываются пространственными стоячими волнами – волновыми функциями ψ (пси-функциями). Общеизвестно, что любая волна – это некоторый периодический процесс во времени и пространстве. Каждой такой стоячей волне (волне материи или волне её вероятности [4]) соответствует своя строго определённая энергия – собственное значение и собственная частота. Электроны в атоме любого вещества могут переходить из состояния, описываемого одной волной (одной ψ -функцией), в состояние, которому соответствует другая волна (другая ψ -функция). Интенсивность таких волн (ψ -функций) в различных точках атомного пространства и определяет вероятность того, что электрон находится именно в данной точке. Поэтому можно считать, что волновая ψ -функция для объектов микромира, к которым относятся и свободные электроны, является аналогом траектории в классической механике. Наглядно в первом приближении электронные оболочки (энергетические уровни) атома и соответственно атомная оболочка в целом с учётом сказанного могут быть представлены в виде модели "электронного газа", образующего отрицательно заряженное "облако" сложной формы, пространственная плотность которого в каждой точке соответствует интенсивности дискретного набора пространственных стоячих волн (волновых функций ψ) в рассматриваемом месте атомного пространства [4, 7]. В этой связи на основании нынешних знаний о строении вещества [8] и вышеизложенного можно утверждать, что внутри атома твердого тела (металлического проводника) электроны существуют в виде некоторых электронных волн, подчиняющихся волновому уравнению Шредингера [4, 7]. А каково будет распределение электронов в веществе (проводнике) вне атомов материала проводника и соответственно вне их электронных оболочек, т.е. распределение свободных электронов проводника в пространстве и времени? Ответа на данный фундаментальный вопрос, имеющий важнейшие научные и прикладные значения для многих отраслей науки и техники и особенно электротехники, в известной нам физической и

электротехнической литературе пока дано не было.

Целью данной статьи является разработка приближённой квантовомеханической модели для волнового пространственно-временного распределения свободных электронов в металлическом проводнике с током проводимости различной природы и различного характера его изменения во времени и изложение на основе данной модели некоторых новых физических воззрений на характер распределения тепловых потерь и соответственно температурного поля в рассматриваемом проводнике.

Рассмотрим в цилиндрической системе координат тонкий прямолинейный цилиндрический изотропный и сплошной проводник радиусом r_n и длиной $l_n \gg r_n$ (рис. 1), неподвижно размещенный в окружающей изоляционной газовой или конденсированной среде. Примем, что по указанному одиночному и длинному металлическому проводнику с поперечным сечением S_n в его продольном направлении (вдоль положительного направления оси OZ) от внешнего источника электрической энергии протекает переменный во времени t (импульсный) или постоянный электрический ток проводимости $i_n(t)$. Считаем, что ток проводимости $i_n(t)$ равномерно распределён по поперечному сечению S_n проводника. Влиянием электромагнитного и теплового излучений от исследуемого проводника в окружающее его пространство на протекающие в материале проводника электродинамические и тепловые процессы, а также свободных электронов друг на друга пренебрегаем. Базируясь на указанных выше фундаментальных положениях квантовой механики и электродинамики, предположим, что поведение свободных электронов в материале рассматриваемого проводника, как и электронов в атомных оболочках его атомов, будет подчиняться одномерному нерелятивистскому волновому уравнению Шредингера [4, 7], волновая функция которого ψ будет зависеть только от продольной координаты z и времени t (рис. 1). В

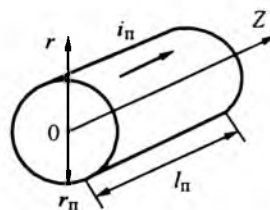


Рис. 1. Расчётная модель проводника с током проводимости $i_n(t)$

соответствии с таким предположением понятие точного местонахождения свободного электрона в материале проводника в исследуемом нами случае заменяем на понятие вероятности нахождения свободного электрона в том или ином элементе цилиндрического объёма проводника. Требуется с учётом принятых допущений найти волновое пространственно-временное распределение независимых свободных электронов в проводнике с указанным током проводимости и выполнить экспериментальную проверку предложенных нами подходов и полученных на их основе результатов расчёта электронных волн в исследуемом проводнике.

При используемых допущениях нерелятивистское одномерное уравнение Шредингера для свободного электрона в материале рассматриваемого проводника в обобщённом виде имеет вид [4, 7]:

$$i\hbar \frac{\partial \psi(z, t)}{\partial t} = \hat{H} \psi(z, t), \quad (1)$$

где $\psi(z, t)$ – одномерная безразмерная волновая функция; $\hbar = h/2\pi$; $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка [3]; $i = \sqrt{-1}$ – мнимая единица; \hat{H} – оператор Гамильтона (*гамильтониан*) [4].

Так как в нашем случае \hat{H} не зависит явно от времени t , то решение дифференциального уравнения (1) в частных производных первого порядка, определяющее динамическое состояние свободного электрона в проводнике с током проводимости $i_n(t)$, может быть записано в виде [4]:

$$\psi(z, t) = \varphi(z)(\cos \omega t - i \sin \omega t), \quad (2)$$

где $\varphi(z)$ – безразмерная функция, зависящая только от продольной координаты z и удовлетворяющая стационарному уравнению Шредингера [4]; $\omega = 2\pi m_e v_{e0}^2 / h$ – круговая частота электронной волны де Бройля [4], s^{-1} ; $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$ кг масса покоя электрона [3, 4]; v_{e0} – скорость движения (дрейфа) свободного электрона в материале проводника, м/с.

При движении свободного электрона вдали от ядер атомов материала проводника, как в данном случае, когда потенциал его взаимодействия с этими ядрами близок к нулю, стационарное уравнение Шредингера в нерелятивистском приближении для функции $\varphi(z)$ в (2) при-

нимает следующий вид [4, 7]:

$$\frac{d^2 \varphi(z)}{dz^2} + \left(\frac{2\pi}{\lambda_e} \right)^2 \varphi(z) = 0, \quad (3)$$

где $\lambda_e = h / m_e v_{e0}$ – длина волны свободного электрона в материале проводника, равная длине волны де Бройля для исследуемой элементарной частицы [4], м.

Из (3) видно, что стационарное уравнение Шредингера для свободного электрона в проводнике по форме записи идентично известному из математической физики уравнению колебаний струны [9]. Так как мы рассматриваем распределение свободных электронов внутри материала проводника длиной l_n , то для уравнения (3) воспользуемся следующими граничными условиями:

$$\varphi(0) = 0; \quad (4)$$

$$\varphi(l_n) = 0. \quad (5)$$

Общее решение нерелятивистского стационарного уравнения Шредингера (3), являющегося линейным обыкновенным дифференциальным уравнением второго порядка без правой части, представим в виде [9, 10]:

$$\varphi(z) = A_0 \sin \left(\frac{2\pi z}{\lambda_e} \right) + B_0 \cos \left(\frac{2\pi z}{\lambda_e} \right), \quad (6)$$

где A_0, B_0 – произвольные постоянные интегрирования.

Из граничных условий (4) и (5) следует, что постоянная интегрирования $B_0 = 0$, а $A_0 \neq 0$. Кроме того, из (5) и (6) вытекает, что:

$$\sin \left(\frac{2\pi l_n}{\lambda_e} \right) = 0. \quad (7)$$

С учётом выражений (2) и (4)–(6) для свободных электронов в металлическом проводнике с током проводимости $i_n(t)$ в окончательном виде волновая функция

$$\psi(z, t) = A_0 \sin \left(\frac{2\pi z}{\lambda_e} \right) (\cos \omega t - i \sin \omega t). \quad (8)$$

Согласно [4] и с учётом (8) для заданного момента времени t вероятность P нахождения свободного электрона в элементе цилиндрического объёма $\Delta V = \Delta z S_n$ проводника, где Δz – неопределённость продольной координаты z положения свободного электрона в проводнике в его конкретном энергетическом состоянии, по

определению равна:

$$P = \psi(z, t) \psi^*(z, t) \Delta V = A_0^2 \sin^2 \left(\frac{2\pi z}{\lambda_e} \right) \Delta V, \quad (9)$$

где $\psi^*(z, t)$ – волновая функция, комплексно сопряжённая функции $\psi(z, t)$.

Заметим, что в квантовой механике и электродинамике величина $P/\Delta V$ называется плотностью вероятности ρ нахождения элементарной частицы в том или ином элементе объёма вещества [4, 7]. С учётом понятия единичного объёма цилиндрического элемента проводника ($|\Delta V| = 1$) из (9) следует, что в рассматриваемом нами случае постоянная интегрирования A_0 в (8) должна удовлетворять соотношению $A_0 \leq 1$.

Из (8) видно, что его действительная и мнимая части представляют собой классический случай пространственных стоячих гармонических волн [3, 4], для которых равенство (7) определяет все возможные длины колебательных синусоидальных (косинусоидальных) мод волновой функции $\psi(z, t)$, т.е. её собственные значения $\psi_n(z, t)$ и собственные круговые частоты ω_n . При этом на основании (7) всегда соблюдается вытекающее из реально возможного соотношения $2\pi l_n / \lambda_e = \pi, 2\pi, 3\pi, \dots$ условие: на длине l_n проводника должно уместиться целое число n электронных полувольт $\lambda_{en}/2$:

$$n = 2l_n / \lambda_{en} = k + 1, \quad (10)$$

где $\lambda_{en} = \lambda_e / n$ – длина электронной волны n -моды или волновой функции $\psi_n(z, t)$; $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ – целое число, равное количеству узлов моды электронной волны или волновой функции $\psi_n(z, t)$.

Амплитуда каждой такой электронной полувольты $\lambda_{en}/2$ волновой функции $\psi_n(z, t)$ проводника будет соответствовать наиболее вероятному продольному местоположению свободных электронов в материале проводника. Целое число $n = k + 1$, согласно (10) определяющее номер решения нерелятивистского уравнения Шредингера (1) для свободного электрона в проводнике с током проводимости $i_n(t)$ или номер моды рассматриваемой волновой функции $\psi(z, t)$, по-нашему мнению, будет являться аналогом общепринятого в атомной физике главного квантового числа $n_0 = 1, 2, 3, \dots$ для атома любого вещества, определяющего порядковый номер его электронных оболочек [3, 4].

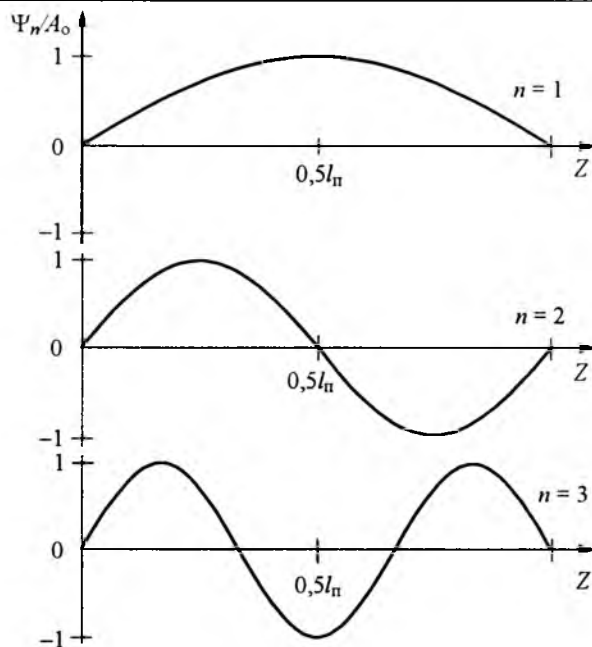


Рис.2. Пространственные распределения волновых функций ψ_n для металлического проводника l_n длиной с током проводимости при различных значениях n ($\omega t = 0$)

На рис.2 с помощью (7) и (10) представлены полученные в соответствии с (8) решения уравнения (1) для пространственной стоячей волны – волновой функции $\psi(z, t)$ для свободных электронов в металлическом проводнике с током проводимости $i_n(t)$ при $n = 1, 2, 3$ ($k = 0, 1, 2$) и одном из фиксированных значений её временной фазы $\omega t = 0$. Так как левый и правый концы исследуемого проводника по условиям задачи находятся в равных квантовых состояниях, то справа от левого края проводника и слева от его правого края волновая функция $\psi(z, t)$ должна иметь один и тот же знак. Кроме того, функция $\psi(z, t)$ по своему определению на длине проводника l_n должна иметь не менее одного узла ($k \geq 1$), т.е. не менее одной точки, не считая неподвижных в соответствии с (4) и (5) краевых точек проводника ($z = 0, l_n$), остающихся неподвижными в межатомном пространстве материала проводника в процессе периодического изменения его волновой ψ -функции. Данные два ограничения и выражение (10) позволяют однозначно определить при $k \geq 2$, удовлетворяющему основным физическим и квантовым условиям решаемой задачи, минимальное число n_m электронных полувольт, уместящихся на длине l_n рассматриваемого металлического проводника с током проводимости.

мости $i_n(t)$:

$$n_m \geq 6l_n m_e n_{e0} / h. \quad (11)$$

Модам $\psi_n(z, t)$ волновой ψ -функции соответствуют следующие круговые частоты, являющиеся признаками волнового характера распределения свободных электронов в проводнике: $\omega_1, \omega_2 = 2\omega_1, \omega_3 = 3\omega_1, \dots, \omega_n = n\omega_1$. Частоты $\omega_1, \omega_3, \omega_4, \dots, \omega_n$ являются гармониками основной круговой частоты ω_1 , определяемой следующим известным для электронной волны де Бройля выражением: $\omega_1 = \omega = 2\pi m_e v_{e0}^2 / h$ [4]. Из последнего выражения видно, что значения круговой основной частоты ω_1 существенно зависят от скорости дрейфа v_{e0} свободного электрона в проводнике. Чем больше ω_{e0} , тем выше и значение основной круговой частоты ω_1 функции $\psi(z, t)$, а значит на меньших по длине продольных участках проводника приходится учитывать волновые свойства его свободных электронов. На наш взгляд, из-за наличия различных значений потенциала ионизации E_0 даже для одного и того же атома материала проводника [4] в межатомном пространстве последнего всегда будут находиться свободные электроны, отличные друг от друга в энергетическом, а значит и в частотном отношении. Поэтому в первом приближении суперпозиция дискретных мод $\psi_n(z, t)$ периодических волновых функций $\psi(z, t)$ для свободных электронов с различными значениями v_{e0} и соответственно λ_e будет образовывать так называемый макроскопический волновой электронный пакет (ВЭП) проводника с током проводимости $i_n(t)$ [11, 12].

Ширина макроскопического периодически изменяющегося вдоль длины l_n проводника ВЭП z_n в исследуемом проводнике может быть найдена с помощью одного из основных принципов квантовой механики – соотношения неопределённостей Гейзенберга [4, 7]. Для сопряжённых переменных столкнувшегося с атомом кристаллической решетки материала проводника свободного электрона "продольная координата электрона – импульс электрона" [3, 4]

$$\Delta z \Delta p_z \geq h / 4\pi, \quad (12)$$

где Δz , Δp_z – соответственно неопределённости в определении продольной координаты, м, и продольной проекции импульса (количества движения), кг·м/с, свободного электрона проводника.

Из (12) явствует, что для известного значения импульса свободного электрона его пространственное местоположение (продольная координата z) в принятом проводнике остаётся неопределённым. Место нахождения свободного электрона в рассматриваемом случае будет характеризоваться вероятностью его (электрона) пребывания в цилиндрическом элементе объёма $\Delta V = \Delta z S_n$ материала проводника. Максимальное изменение продольной составляющей импульса свободного электрона в проводнике

$$\Delta p_z = m_e v_e, \quad (13)$$

где v_e – средняя скорость дрейфа свободного электрона в материале проводника, м/с.

Среднее значение дрейфовой скорости v_e свободного электрона в проводнике с током проводимости $i_n(t)$

$$v_e = \frac{\delta_n}{e_0 n_e}, \quad (14)$$

где $\delta_n = i_n(t) / S_n$ – плотность электрического тока проводимости $i_n(t)$ в металлическом проводнике, А/м²; $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл – электрический заряд электрона [3, 4]; n_e – плотность свободных электронов в материале проводника, м⁻³.

Известно, что плотность свободных электронов n_e в проводнике равна концентрации атомов N_0 (м⁻³) материала проводника, умноженной на его валентность, определяемую числом неспаренных электронов на внешних (валентных) электронных оболочках (энергетических уровнях) атомов материала проводника (например, для железа и меди валентность равна 2 [6, 8]). В то же время в металлическом проводнике с плотностью материала d_n (кг/м³) из [3, 4]

$$N_0 = \frac{d_n}{M_a \cdot 1,6606 \cdot 10^{-27}}, \quad (15)$$

где M_a – атомная масса материала проводника, практически равная массовому числу A ядра атома материала проводника, вычисляемому в соответствии с периодической системой элементов Менделеева в атомных единицах массы (одна атомная единица массы равна 1/12 массы атома изотопа углерода ¹²C, что составляет $1,6606 \cdot 10^{-27}$ кг [4]).

После подстановки выражений (13) и (14) в соотношение (12) для усреднённой ширины

ВЭП $z_n = \Delta z$ в проводнике с током проводимости $i_n(t)$ получаем:

$$z_n \geq \frac{e_0 n_e h}{4\pi m_e \delta_n}. \quad (16)$$

Оценка по приведённым соотношениям возможных значений n_e для различных проводниковых материалов показывает, что для металлов они изменяются незначительно (например, для вольфрама $n_e = 12,51 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$, а для меди $n_e = 16,86 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$). Поэтому в соответствии с (16) основным параметром, определяющим значение z_n в проводнике с током проводимости $i_n(t)$, будет являться плотность электрического тока δ_n в проводнике. Чем больше δ_n , тем будут меньше z_n ВЭП, периодически распределённого в соответствии с изменением волновой функции $\psi(z, t)$ вдоль рассматриваемого проводника, а значит будут более определены места пребывания свободных электронов в материале проводника.

Таким образом, положение свободного электрона в исследуемом проводнике находится как положение макроскопического периодического ВЭП с продольной протяжённостью $z_n = \Delta z$, определяемой по (16). Кроме того, местоположение свободных электронов в проводнике, по которому протекает ток i_n , может быть приближённо найдено и из (8) для $\psi(z, t)$. Так как наиболее вероятные места нахождения свободных электронов в проводнике – те, где интенсивности $\psi(z, t)$ (квадраты её модуля) и соответственно ВЭП будут максимальны, то приняв в (8) с учётом (10) для аргумента пространственной синусоиды неравенство вида $2\pi n z / \lambda_e \geq \pi / 2$ (см. рис.2) в соответствии с (11) в первом приближении при $n = n_m = 3$ для усредненной ширины периодически изменяющегося ВЭП z_n в проводнике с током проводимости $i_n(t)$ можно записать:

$$z_n \geq \frac{e_0 n_e h}{12 m_e \delta_n}. \quad (17)$$

Соотношение (17) для z_n является по сравнению с аналогичным выражением (16), вытекающим из известного соотношения неопределённостей Гейзенберга (12), величиной одного и того же порядка. Это может свидетельствовать о правомерности принятого нами подхода при приближённом определении функции $\psi(z, t)$ согласно (8) для свободного электрона в про-

воднике с током проводимости $i_n(t)$ и приближённом выборе для неё по (10) необходимого числа n .

Отметим, что там, где волновая функция $\psi(z, t)$ и ВЭП принимают свои минимальные значения (см. рис.2), вероятность нахождения свободных электронов будет минимальна, а значит, выделяющаяся в виде фоонов на таких продольных участках проводника электромагнитная (тепловая) энергия будет принимать минимальные значения. Найденная по формулам (16) и (17) z_n в проводнике будет в принятом приближении определять и усредненную ширину (длину) наиболее нагретого ("горячего") продольного участка исследуемого проводника. Исходя из (8), примерно такой же ширины (длины) будет и соседствующий с горячим участком менее нагретый (холодный) продольный участок проводника. В соответствии с полученным нами решением уравнения (1) для свободного электрона в проводнике с током проводимости $i_n(t)$ такая периодическая последовательность "горячих" и "холодных" продольных участков (слоёв) будет охватывать всю длину l_n рассматриваемого проводника. При этом усреднённые продольные координаты амплитуд полувольт $\lambda_{en} / 2$ ВЭП вдоль проводника или координаты центров осевой периодической локализации (концентрации) свободных электронов, начиная с левого края рассматриваемого проводника ($z = 0$), с учётом (10) могут быть определены из следующего квантовомеханического соотношения:

$$z_{nl} = \frac{e_0 n_e h (1 + 2l)}{4\pi m_e \delta_n}, \quad (18)$$

где $l = 0, 1, 2, \dots, n-1$ – целое число, фактически определяющее порядковый номер электронной полувольты $\lambda_{en} / 2$; $n = 1, 2, 3 \dots$.

Продолжая аналогию с общепринятыми в атомной физике понятиями, целое число l согласно (18) можно считать аналогом используемого для атома любого химического элемента орбитального квантового числа $l_0 = 0, 1, 2, \dots, n_0-1$, отвечающего за форму его электронных орбит и соответственно форму электронных оболочек атома [3, 4].

На наш взгляд, предложенный подход для расчёта электронных волн в проводнике с током проводимости $i_n(t)$ различного происхождения не противоречит известным положениям

квантовомеханической модели атома любого вещества и поведению квантовых объектов (элементарных частиц, атомов и молекул). Найденная нами на основании аналитического решения (8) усреднённая ширина периодического макроскопического ВЭП z_n согласно формуле (17) хорошо согласуется с определённой из известного соотношения неопределённостей Гейзенберга (12) подобной шириной ВЭП в соответствии с выражением (16). Можно утверждать, что волновое распределение вдоль длины l_n исследуемого проводника свободных электронов вызывает неравномерный продольный нагрев материала проводника: более нагретые ("горячие") участки (слои) периодически чередуются с менее нагретыми ("холодными") продольными участками (слоями) проводника. Усредненная ширина z_n таких участков (слоёв) обратно пропорциональна значению плотности электрического тока δ_n в проводнике, причём, принимая во внимание такую основную особенность стоячих пространственных волн волновых функций $\psi(z, t)$, как отсутствие перехода и соответственно передачи энергии через их узлы, можно сделать вывод о том, что обмена электромагнитной (тепловой) энергией между указанными "горячими" и "холодными" участками рассматриваемого проводника с током проводимости во время существования ВЭП в нём происходить не будет.

Полученные на основе законов квантовой механики и электродинамики результаты расчёта волнового распределения свободных электронов в проводнике с током проводимости $i_n(t)$ позволяют сформулировать некоторые новые положения, связанные с физическим механизмом тепловыделения в нём. Их основу составляет волновой характер продольного распределения свободных электронов, пространственная плотность которых (таким образом "электронного газа") в проводнике соответствует интенсивности волны материи – волновой функции $\omega(z, t)$ и соответственно ВЭП. Большая волновая концентрация свободных электронов в той или иной зоне проводника с кристаллической решёткой его материала вызывает и большее выделение на ней и соответственно в этой зоне проводника тепловой энергии. С позиций предложенной нами квантовомеханической модели распределения электронных волн в проводнике с током проводимости $i_n(t)$ стано-

вится более физически ясным механизм влияния плотности электрического тока δ_n в нём на характер распределения тепловых потерь в проводнике и уровень температуры T_n его материала: чем больше значения плотности тока δ_n в проводнике, тем меньше согласно выражениям (16) и (17) волновая периодическая зона локализации свободных электронов – усреднённая ширина ВЭП z_n , соответственно выше в ней их концентрация и выше температура T_n данной зоны за счёт выделения в ней большей удельной энергии фононов (энергии колебаний атомов кристаллической решетки материала проводника тепловой энергии) в связи с уменьшением объёма рассматриваемой зоны проводника.

Следует подчеркнуть, что особенно полезным, с практической точки зрения, новый квантовомеханический подход в описании поведения и распределения свободных электронов в проводнике с током проводимости может оказаться для таких научно-технических областей как современные высокие электрофизические технологии, высокотемпературная электро- и теплофизика, а также физика плазмы при объяснении прежде всего характерных для них многих необъяснимых в настоящее время с позиций классической физики особенностей, возникающих при явлении электрического взрыва (ЭВ) проводников токами проводимости большой плотности $\delta_n = 10^{11} \text{ А/м}^2$ и выше (например, равномерного разделения взрывающегося проводника по своей длине на отдельные сверхкороткие участки – страты; наличия в высокотемпературной плазме после ЭВ проводников периодически повторяющихся резких осевых возмущений температуры и свечения и др.) [13–16].

Экспериментальная проверка результатов расчёта

Расчётная оценка усреднённой ширины макроскопического ВЭП z_n для круглой тонкой стальной проволоки без изоляции ($l_n = 0,118 \text{ м}$; $r_n = 0,15 \cdot 10^{-3} \text{ м}$), по которой протекает постоянный ток проводимости $48,6 \text{ А}$ ($\delta_n = 6,87 \cdot 10^8 \text{ А/м}^2$; $n_e = 1,68 \cdot 10^{29} \text{ м}^{-3}$) [11], показывает, что в соответствии с формулой (16) в рассматриваемом случае $z_n \approx 2,26 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, а согласно формуле (17) $z_n \approx 2,37 \cdot 10^{-3} \text{ м}$. При указанных исходных данных экспериментально зафиксированное в [11] значение z_n , соответствующей

длине "горячего" участка стального провода с белым цветом теплового излучения ($T_{\text{п}} = 1200^\circ\text{C}$ [11]), составило примерно $z_{\text{п}} = 2,23 \cdot 10^{-3}$ м. Этот результат подтверждает достоверность полученных нами расчётных соотношений (16) и (17) для электронной волны, образуемой свободными электронами в проводнике с током проводимости. При этом важно отметить то обстоятельство, что согласно экспериментальным данным [11] "горячие" участки (слои) металла стальной проволоки были размещены между её относительно "холодными" участками (слоями) шириной около $1,61 \cdot 10^{-3}$ м, температура $T_{\text{п}}$ которых для наблюдаемого момента времени составляла примерно 419°C . В эксперименте тёмные ("холодные") и раскаленные ("горячие") слои (продольные участки) образовывали по всей длине стального провода периодическую структуру с шагом примерно $3,84 \cdot 10^{-3}$ м. Разность температур более чем 700°C на расстоянии порядка $1 \cdot 10^{-3}$ м между "горячими" и "холодными" участками стального провода в описываемом опыте не выравнивалась в течение времени, равного около 0,3 с и практически соизмеримого с длительностью всего процесса его нагрева. Для сравнения с приведёнными расчётными и опытными значениями $z_{\text{п}}$ для стального проводника с постоянным током плотностью $\delta_{\text{п}} = 6,87 \cdot 10^8$ А/м² заметим, что в электроэнергетике для голого медного провода ($n_e = 16,86 \cdot 10^{28}$ м⁻³) с током проводимости промышленной частоты 50 Гц, когда длительно допустимая для токопроводов линий электропередачи плотность тока $\delta_{\text{п}} = 2 \cdot 10^6$ А/м² [17], продольный размер ширины макроскопического ВЭП $z_{\text{п}}$ в нём согласно (16) составляет примерно $z_{\text{п}} = 0,78$ м, а по (17) – около $z_{\text{п}} = 0,81$ м.

Выводы

1. При ряде упрощающих допущений теоретически на основе принципов квантовой механики и электродинамики аналитического решения (8) экспериментально показано, что продольное распределение свободных электронов в проводнике с переменным (импульсным) или постоянным током проводимости $i_{\text{п}}(t)$ подчиняется пространственным стоячим волнам – волновым функциям $\psi(z, t)$, являющимся в рассматриваемом случае решениями одномерного нерелятивистского волнового уравнения Шредингера.

2. На основании известного соотношения неопределенностей Гейзенберга, общезначимых и квантовомеханических представлений получены хорошо согласующиеся между собой аналитические выражения для расчёта усредненной ширины макроскопического ВЭП $z_{\text{п}}$ в проводнике, определяющей усреднённую ширину "горячих" и соседствующих с ними "холодных" участков проводника, вместе образующих вдоль последнего в соответствии с волновой функцией $\psi(z, t)$ периодическую продольную последовательность неоднородного температурного поля проводника. Достоверность расчётных соотношений (16) и (17) подтверждена опытным путём.

3. На базе разработанной приближённой квантовомеханической модели распределения свободных электронов в исследуемом проводнике описаны основные особенности нового физического механизма, лежащего в основе пространственного неоднородного распределения тепловых потерь в материале металлического проводника с током проводимости $i_{\text{п}}(t)$, изменяющимся во времени по произвольному закону.

Список литературы

1. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т.1. Л.: Энергоиздат, 1981.
2. Тамм И.Е. Основы теории электричества. М.: Наука, 1976.
3. Кухлинг Х. Справочник по физике. М.: Мир, 1982.
4. Кузьмичёв В.Е. Законы и формулы физики. Киев: Наукова думка, 1989.
5. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. М.: Мир, 1972.
6. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники. Т.1. М.: Энергия, 1977.
7. Берестецкий В.Б., Лифшиц Е.Н., Питаевский Л.П. Квантовая электродинамика. М.: Наука, 1980.
8. Астафуров В.И., Бусев А.И. Строение вещества. М.: Просвещение, 1977.
9. Тихонов А.Н., Самарский А.А. Уравнения математической физики. М.: Наука, 1972.
10. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике. М.: Наука. 1966.
11. Марахтанов М.К., Марахтанов А.М. Периодические изменения температуры по длине стальной проволоки, вызванные электрическим током // Вестник Московского государственного технического университета (МГТУ) им. Н.Э. Баумана. Сер.: Машиностроение. 2003. № 1. С. 37–47.
12. Баранов М.И. Расчёт глубины проникновения температурного поля в массивный проводник с переменным током // Электротехника и электромеханика. Харьков: НТУ "ХПИ". 2004. № 2. С. 74–79.
13. Лебедев С.В. О механизме электрического взрыва металла // Теплофизика высоких температур. 1980. Т.18. № 2. С. 273–279.

14. Баранов М.И. Упрощенная математическая модель электрического взрыва проводников под воздействием больших импульсных токов // Электротехника и электромеханика. Харьков: НТУ "ХПИ". 2003. № 3. С. 59–64.

15. Баранов М.И. Приближенный расчёт минимальной температуры плазмы при электрическом взрыве проводников под воздействием больших импульсных токов // Электротехника и электромеханика. Харьков: НТУ "ХПИ". 2004. № 1. С. 62–65

16. Гулый Г.А. Научные основы разрядно-импульсных технологий. Киев: Наукова думка. 1990.

17. Электрические кабели, провода и шнуры: Справочник. М.: Энергоатомиздат, 1988

Баранов Михаил Иванович – заведующий отделом электромагнитных испытаний, старший научный сотрудник научно-исследовательского и проектно-конструкторского института "Молния" Национального технического университета "ХПИ", доктор техн. наук. Окончил инженерно-физический факультет ХПИ по специальности "Инженерная электрофизика" в 1972 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Переходные процессы при воздействии больших импульсных токов и сильных импульсных магнитных полей на проводящие объекты" в 1999 г.

Антенно-контактный метод обнаружения локальных объектов в укрывающих средах

ЩЕРБАКОВ Г.Н., АНЦЕЛЕВИЧ М.А., УДИНЦЕВ Д.Н.,
МЕРКУШИН Ю.М., ВОСТРИКОВ Д.В.

Предлагается новый электромагнитный метод обнаружения локальных объектов в полупроводящей среде, использующий объект поиска в качестве передающей антенны. Метод позволяет при однократном контакте с объектом поиска определять его геометрические размеры и электрические свойства, что значительно повышает объективность получаемой информации и скорость поиска.

В последние годы проблема поиска рукотворных малоразмерных объектов в укрывающих средах привлекает внимание всё большего круга специалистов различных областей деятельности: археология, строительство, поиск подземных коммуникаций, гуманитарное разминирование и т.д.

Известно, что наибольшую объективность информации обеспечивает комплексное применения контактных и неконтактных методов поиска.

Метод механического зондирования грунта известен человеку давно [1,2] и реализуется с использованием шупов-зондов. В настоящее время подобные шупы имеются в комплектах многих металлоискателей. Они обеспечивают различную глубину зондирования укрывающей среды. Так, глубинный шуп Владимирова предназначен для прощупывания естественных грунтов на глубине до 2 м, а разрыхлённых – более 3,5 м. Бур сапёра позволяет зондировать на глубине до 10 м. Недостатком данного метода является отсутствие возможности распознавания выявленной контактным методом не-

There is offered the new method of searching of objects in semiconducting medium, the method's essence is in using of the searching object as transmitting aerial. The method permits to determine size and electric properties of the searching object in single contacting with it such a possibility increases the objectivity of the information get and speed of the search very much

однородности и, как следствие, низкая скорость поиска.

Контактные электрические методы обнаружения объектов в грунте широко используются в электроразведке полезных ископаемых с начала XX в. [3,4]. Сущность этих методов (сопротивлений, заряженного тела и др.) заключается в фиксации искажений внешнего электрического или магнитного полей, возникающих при обтекании током объекта поиска, находящегося в грунте. При простоте и относительно дешёвизне технической реализации данного метода, он весьма трудоёмок. Кроме того, неоднозначность интерпретации результатов измерений значительно затрудняет распознавание объекта поиска.

Представленный в данной статье принципиально новый, антенно-контактный метод обнаружения локальных объектов в укрывающих средах [5] позволяет при однократном контакте с объектом поиска определять его геометрические размеры и электрические свойства, что значительно повышает объективность по-

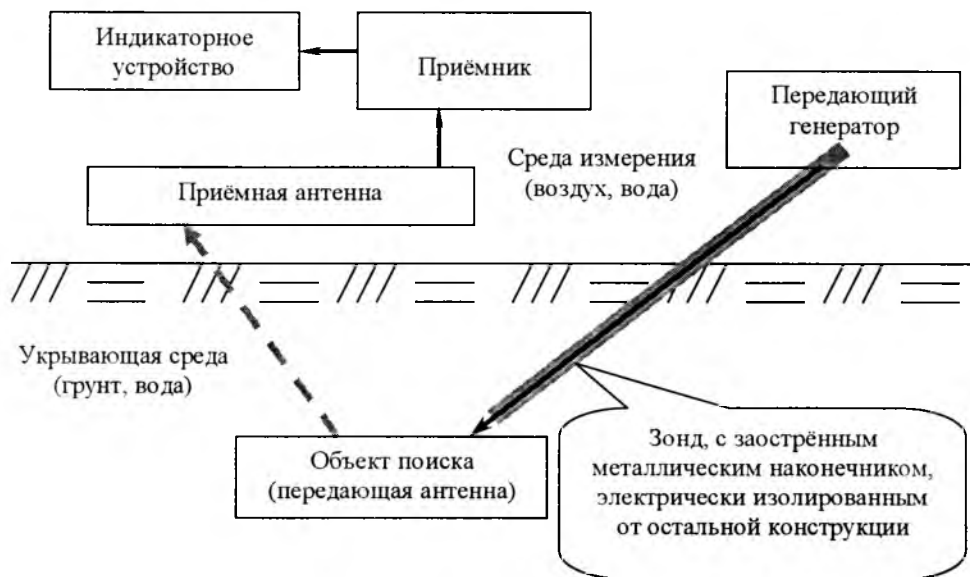


Рис.1. Поиск объектов в укрывающих средах антенно-контактным методом

лучаемой информации и скорость поиска. Он в определенной степени сочетает в себе возможности контактных и неконтактных методов.

Физическая основа метода заключается в использовании объекта поиска, на период контакта, в качестве передающей антенны (рис.1). Сигнал на объект поиска поступает с передающего генератора через подключенный к его выходу наконечник. Наконечник электрически изолирован и экранирован от остальной конструкции, располагается на конце щупа и выполняет роль контакта между передающим генератором и объектом поиска, находящимся в грунте. Сигнал от объекта поиска поступает через приемную антенну и приемник на индикаторное устройство. Передающий генератор, приемная антенна, приемник и индикаторное устройство могут конструктивно располагаться в одном корпусе.

Одной из важных характеристик метода является способность определять геометрические размеры объекта поиска.

Задача сложна для точного теоретического расчета, так как рассматривается прохождение электромагнитной волны в ближней зоне в двух средах: укрывающей, как правило, полупроводящей, и среде, в которой проводятся измерения, в большинстве случаев диэлектрической.

Рассмотрим решение данной задачи для частного случая нахождения объекта поиска в проводящей среде, а поисковой аппаратуры в

диэлектрической. Объект поиска аппроксимируется проводящим шаром. Поисковая аппаратура находится прямо над объектом поиска.

Объект поиска, подключенный к передающему генератору, может быть представлен в виде элементарного излучателя Герца электрического типа. Как известно [6–9], электрический вибратор, обтекаемый гармоническим током, возбуждает в окружающем пространстве

квазисферическое электромагнитное поле. Комплексные амплитуды составляющих поля объекта поиска, находящегося в полупроводящей укрывающей среде, в сферической системе координат (рис.2.) могут быть представлены в виде [6,9,10]:

$$\dot{H}_{\varphi} = \frac{I_3 l}{4\pi R^2} [1 + jkR] e^{-\alpha R} e^{-j\bar{\beta}k_0} \sin\theta; \quad (1)$$

$$\dot{E}_{\vartheta R} = \frac{I_3 l}{2\pi j\omega \epsilon_{yc} R^3} [1 + jkR] e^{-\alpha R} e^{-j\bar{\beta}k_0} \cos\theta; \quad (2)$$

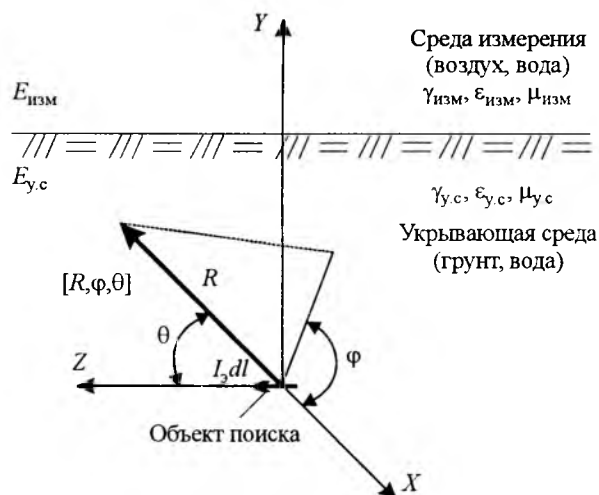


Рис.2. Объект поиска, подключенный к передающему генератору, представленный в виде элементарного излучателя Герца в сферической системе координат

$$\dot{E}_{\theta 0} = \frac{I_3 l}{4\pi j \omega \epsilon_{y.c} R^3} [1 + jkR - k^2 R^2] e^{-\alpha R} e^{-j\beta k_0} \sin \theta, \quad (3)$$

где I_3 – амплитуда тока в объекте поиска, А; l – приведенная длина объекта поиска, м; R, θ – сферические координаты; $\epsilon_{y.c}$ – комплексная диэлектрическая проницаемость полупроводящей среды:

$$\epsilon_{y.c} = \epsilon_{y.c} - j \frac{\gamma_{y.c}}{\omega}; \quad (4)$$

$\gamma_{y.c}$ – удельная электрическая проводимость укрывающей среды, См/м; $\epsilon_{y.c}$ – абсолютная диэлектрическая проницаемость укрывающей среды, Ф/м; ω – угловая частота сигнала передающего генератора, Гц; k – волновое число в среде с потерями,

$$k = \omega \sqrt{\left(\epsilon_{y.c} - j \frac{\gamma_{y.c}}{\omega} \right) \mu_0} = \beta - j\alpha; \quad (5)$$

μ_0 – магнитная постоянная, Гн/м; k_0 – волновое число в диэлектрической среде и в среде без потерь,

$$k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_{y.c} \mu_0}; \quad (6)$$

α – постоянная затухания (коэффициент поглощения) укрывающей среды,

$$\alpha = k_0 \bar{\alpha} = k_0 \sqrt{\frac{1}{2} \left[-1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\gamma_{y.c}}{\omega \epsilon_{y.c}} \right)^2} \right]}; \quad (7)$$

β – фазовая постоянная (коэффициент фазы) укрывающей среды,

$$\beta = k_0 \bar{\beta} = k_0 \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\gamma_{y.c}}{\omega \epsilon_{y.c}} \right)^2} \right]}. \quad (8)$$

Граничные условия на поверхности раздела двух полупроводящих сред [6]:

$$\dot{E}_{t \text{ изм}} = \dot{E}_{t y.c}; \quad (9)$$

$$(\gamma_{\text{изм}} + j\omega \epsilon_{\text{изм}}) \dot{E}_{n \text{ изм}} = (\gamma_{y.c} + j\omega \epsilon_{y.c}) \dot{E}_{n y.c}, \quad (10)$$

$\dot{E}_{n \text{ изм}}, \dot{E}_{t \text{ изм}}$ – нормальная и тангенциальная комплексные составляющие электрического поля объекта поиска в среде измерения; $\dot{E}_{n y.c}, \dot{E}_{t y.c}$ – нормальная и тангенциальная комплексные составляющие электрического поля объекта поиска в укрывающей среде.

Так как в подавляющем большинстве случаев приёмная антенна будет находиться вблизи границы раздела сред, то

$$\dot{E}_{\text{изм}} \approx \dot{E}_{\text{пр. ант}}, \quad (11)$$

где $\dot{E}_{\text{пр. ант}}$ – значение напряжённости поля, создаваемого объектом поиска в месте нахождения приёмной антенны.

Укрывающая среда может быть рассмотрена как квазипроводящая при соблюдении условия:

$$\frac{\gamma_{y.c}}{\omega \epsilon_{y.c}} \gg 1. \quad (12)$$

Диапазон частот, при которых выполняется условие (12), для различных типов укрывающих сред представлен в таблице.

При нахождении поисковой аппаратуры прямо над объектом поиска ($\theta=90^\circ$) и при регистрации только электрической составляющей уравнения (1)–(3) для проводящей среды можно представить в виде одного уравнения:

$$E_{\theta 0} = \frac{I_3 l}{4\pi \gamma_{y.c} \delta^3} n_\theta, \quad (13)$$

где n_θ – функция убывания амплитуды поля в проводящей среде,

$$n_\theta = \frac{e^{-\xi}}{\xi^3} \sqrt{1 + 2\xi + 2\xi^2 + 2\xi^3 + 2\xi^4}; \quad (14)$$

Укрывающая среда	Электромагнитные характеристики			Диапазон частот, удовлетворяющих условию квазипроводимости, кГц
	Относительная диэлектрическая проницаемость	Относительная магнитная проницаемость	Удельная электрическая проводимость, См/м	
Сухой песок	4	1	0,0001	0–45
Грунт средней влажности	10	1	0,01	0–1800
Влажный суглинок	20	1	0,1	0–9000
Вода пресная	80	1	0,01	0–225
Вода морская	80	1	4	0–90000

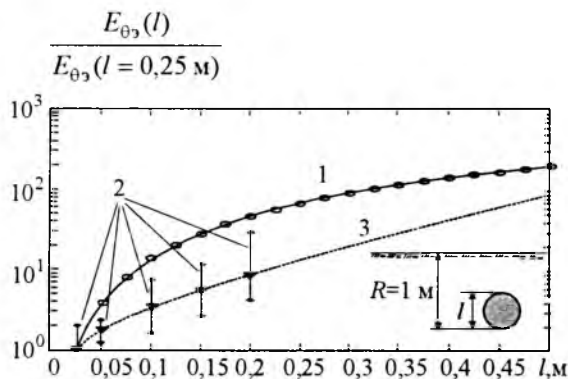


Рис.3. Относительное увеличение сигнала на приёмной антенне от объекта поиска различной приведенной длины:

1 – теоретическая зависимость; 2 – экспериментальные значения; 3 – кривая, экстраполирующая результаты экспериментальных исследований

ξ – численное расстояние от точки наблюдения до излучателя в единицах глубины проникновения поля,

$$\xi = \frac{R}{\delta} = \alpha k_0 R; \quad (15)$$

δ – глубина проникновения поля в проводящей среде, м,

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \gamma_{y.c}}}. \quad (16)$$

Граничные условия для описанных выше условий и при $\gamma_{изм} \rightarrow 0$ примут вид:

$$j\omega \epsilon_{изм} \dot{E}_{изм} = (\gamma_{y.c} + j\omega \epsilon_{y.c}) \dot{E}_{ny.c}. \quad (17)$$

На рис.3 представлены зависимости относительного увеличения сигнала на приёмной антенне от объекта поиска различной приведенной длины при частоте 1 МГц. Теоретическая зависимость получена по выражениям (13)–(17). Экспериментальные значения получены с использованием объектов поиска, имеющих различную приведённую длину.

Анализ данных зависимостей показывает, что принимаемый сигнал имеет устойчивую

тенденцию к увеличению при росте геометрических размеров объекта поиска.

Необходимо отметить, что при размещении измерительной аппаратуры в среде нахождения объектов поиска (например, прощупывании водолозом дна водоема) решаются только уравнения (13)–(16).

Проведённые экспериментальные исследования также показали, что на значительно более высоких частотах возможен поиск объектов искусственного происхождения из диэлектрических материалов.

Анализ теоретических и экспериментальных исследований позволяет сделать следующие выводы:

1. Антенно-контактный метод может использоваться для обнаружения локальных объектов в укрывающих средах.

2. Метод позволяет при однократном контакте с объектом поиска определять его геометрические размеры и электрические свойства.

На основе предложенного метода уже создан и прошёл государственную сертификацию [11,12] электронно-контактный щуп, предназначенный для поиска металлических объектов в укрывающих средах (рис.4.).

Проведённые полевые испытания показали перспективность использования данного метода в целях гуманитарного разминирования. Хотя по мнению авторов применимость данного метода гораздо шире: археология, строительство, поиск подземных коммуникаций и т.д.

Список литературы

1. Щербаков Г.Н. Обнаружение объектов в укрывающих средах. Для криминалистики, археологии, строительства и борьбы с терроризмом. М.: Арбат-Информ, 1998.
2. Щербаков Г.Н. Обнаружение скрытых объектов – для гуманитарного разминирования, криминалистики, археологии, строительства и борьбы с терроризмом. М.: Арбат-Информ, 2004.
3. Жданов М.С. Электроразведка. М.: Недра, 1986.
4. Якубовский Ю.В., Ляхов Л.Л. Электроразведка. М.: Недра, 1982.
5. Пат. 37843 U1 RU. Металлообнаруживающий зонд / Д.Н.Удинцев, Г.Н. Щербаков, М.А. Анцелевич, С.И. Миронов.



Рис.4. Образец электронно-контактного щупа «Зонд-К», предназначенного для поиска металлических объектов в укрывающих средах

6. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. М.: Высшая школа, 1973.

7. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. М.: Госиздат, 1960.

8. Белоцерковский Г.Б. Основы радиотехники и антенны. Ч. II. Антенны. М.: Советское радио, 1969.

9. Огороднейчук И.Ф., Журавлем И.Я., Яцишин В.И. Низкочастотная беспроводная связь в шахтах. М.: Недра, 1975.

10. Корчагин Ю.А., Саломатов В.П., Чернов А.А. Радиосвязь в проводящих средах. Новосибирск: Наука. Сиб. Отд-ние, 1990.

11. Сертификат соответствия Госстандарта РФ № РОСС RU.С309.Н02659.

12. Сертификат соответствия МВД РФ № МВД RU0001.H00160.

Щербаков Григорий Николаевич – старший научный сотрудник Военно-инженерной академии, доктор техн. наук, проф. Окончил Военно-инженерную академию в 1970 г. Защитил докторскую диссертацию по вопросам локации полупроводниковых сред с использованием различных физических полей в 1992 г. в Военно-инженерной академии.

Анцеевич Михаил Александрович – начальник научно-исследовательской группы Военно-инженерной академии, доктор техн. наук. Окончил факультет автоматики и вычислительной техники Новосибирского электротехнического института в 1982 г. Защитил докторскую диссертацию по вопросам дистанционного распознавания малоразмерных объектов в 2000 г. в Военно-инженерной академии.

Удинцев Дмитрий Николаевич – докторант Военно-инженерной академии, канд. техн. наук. Окончил Калининградское высшее инженерное училище инженерных войск в 1991 г. Защитил диссертацию в области исследования электромагнитных процессов в полупроводящих средах в 1997 г. в Военно-инженерной академии.

Меркушин Юрий Максимович – старший научный сотрудник Военно-инженерной академии. Окончил Военно-инженерный университет в 2001 г.

Востриков Дмитрий Владимирович – младший научный сотрудник Военно-инженерной академии. Окончил Военно-инженерный университет в 2001 г.

Индуктивный соленоидный преобразователь перемещений

АДЫГЕЗАЛОВ В.С.

Описывается преобразователь перемещений, в котором катушка индуктивности выполнена из двух равномерных цилиндрических обмоток, расположенных друг на друге и секционированных резисторами, чем обеспечено повышение чувствительности и линеаризация характеристики. Получено уравнение характеристики преобразователя, которое может быть использовано при расчёте и проектировании.

Индуктивные преобразователи перемещений просты конструктивно, не содержат дополнительную обмотку для возбуждения магнитного поля и при соответствующем исполнении обладают удовлетворительной линейностью характеристики. Однако в большинстве известных конструкций подвижный элемент, взаимодействующий с объектом измерения, имеет значительные размеры и массу, что сужает область применения, так как при этом затрудняется восприятие контролируемого параметра [1–4]. Известны отдельные преобразователи, подвижный элемент которых уменьшен и облегчён, однако нелинейность их характеристики высока или конструкция усложняется при необходимости защиты от химического и механического воздействий измеряемой среды

[5–7]. Преобразователь, положенный в основу индуктивного уровнемера [7] конструктивно прост, на его катушку индуктивности, имеющую постоянную плотность намотки и секционированную резисторами, свободно надет электромагнитный экран, выполняющий роль подвижного элемента. Однако такой преобразователь не способен работать в объектах, требующих герметизацию катушки индуктивности в металлической трубе (рубашке), так как труба экранирует высокочастотное поле, в связи с чем ослабляется или исключается полностью восприятие катушкой индуктивности воздействия подвижного элемента (электромагнитного экрана) преобразователя.

В Сумгайтском ГУ выполняются работы по расширению возможностей применения солено-

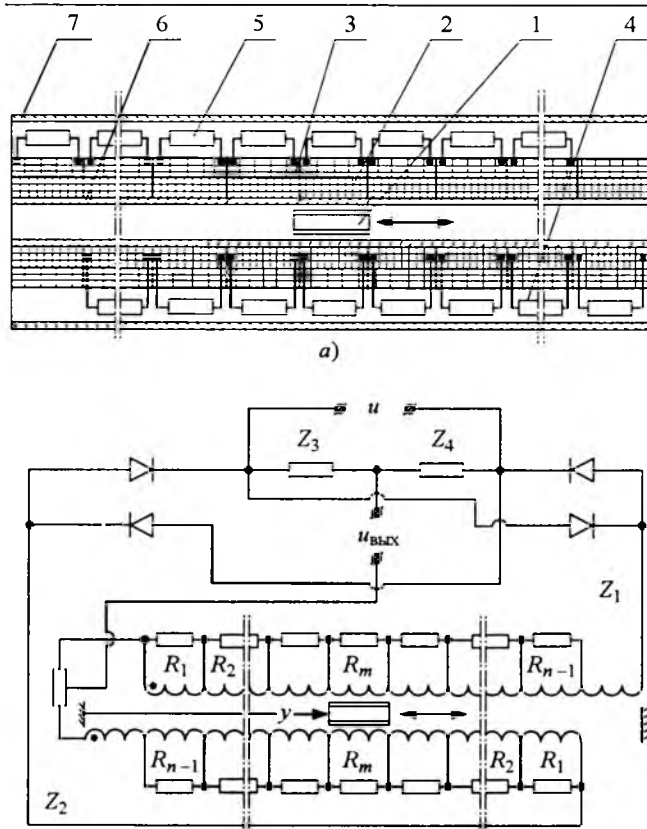


Рис.1. Принципиальная схема преобразователя:
а – конструктивная; б – электрическая

идных преобразователей с сохранением основных достоинств преобразователя по [7]. На рис.1 представлены принципиальные конструктивная и электрическая схемы предлагаемого преобразователя. В нём в качестве подвижного элемента использован короткий ферромагнитный сердечник 1, катушка индуктивности состоит из двух намотанных друг на друга обмоток 2 и 3, которые секционированы резистивными сопротивлениями 4 и 5 соответственно; металлические немагнитные трубы 6 и 7 служат для герметизации катушки преобразователя. Обмотки имеют постоянную плотность намотки, распределены вдоль всего диапазона измерения, из каждой из них через расстояния, равные длине ферромагнитного сердечника, выведены электрические отводы, между смежными отводами включены резисторы R_1, R_2, \dots, R_{n-1} . Обмотки с резисторами образуют два смежных плеча мостовой электрической схемы, два других плеча образованы постоянными активными сопротивлениями Z_3 и Z_4 . На рис.1,б обозначены: U – переменное напряжение, питающее мост; Z_1 и Z_2 – сопротивления

первых двух плеч, воспринимающих перемещение сердечника; $U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение преобразователя.

Полные сопротивления плеч моста изменяются в зависимости от перемещений сердечника, связываемого с объектом измерения. В исходном положении сердечник 1 находится посередине катушки преобразователя, при этом сопротивления обмоток 2 и 3 равны, схема моста сбалансирована и напряжение на её выходе $U_{\text{вых}} = 0$ (преобразователь включён в мостик с выпрямителем, собранным по кольцевой схеме). При перемещении сердечника влево или право (по рис.1) сопротивление одной обмотки увеличивается, а другой – уменьшается, балансировка схемы нарушается и на её выходе появляется напряжение, пропорциональное перемещению сердечника.

Определим уравнение характеристики преобразователя. Предположим, что каждая из обмоток катушки преобразователя разделена на n участков. Обозначим частоту тока через ω , номера участков обмотки, к которым соединены резисторы, через $m = 1, 2, 3, \dots, n-1$, сопротивления резисторов соответственно через R_1, R_2, \dots, R_m , сопротивление участка обмотки без сердечника через Z_{Y0} , с сердечником – через $Z_{Y\mu}$, сопротивление конечного участка обмотки без сердечника через Z'_{Y0} , сопротивление участков вместе с резисторами без сердечника через $Z_{10}, Z_{20}, \dots, Z_{m0}$. Для случая, когда сердечник находится в левом (по рис.1,б) конечном положении, т.е. $Y = 0$ для, например верхней по рис.1 обмотки, можем записать [8]:

$$Z_{1(Y=0)} = \sum_{m=1}^{n-1} Z_{m0} + Z'_{Y0}; \quad Z_{m0} = \frac{R_m Z_{Y0}}{R_m + Z_{Y0}};$$

$$L'_{Y0} = \mu_0 \frac{w^2 S}{h}; \quad Z'_{Y0} = r + j\omega L'_{Y0};$$

$$Z_{Y0} = Z'_{Y0} + Z_{M0}; \quad Z_{M0} = j\omega L'_{Y0},$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная; w – число витков участка обмотки; S – площадь поперечного сечения обмотки; h – длина сердечника, равная длине участка обмотки; L'_{Y0} и r – собственная индуктивность и активное сопротивление участка (в том числе последнего n -го участка) обмотки; Z_{M0} – сопротивление взаимной индуктивности между участками обмоток.

Теперь предположим, что сердечник снача-

ла вводится в первый участок рассматриваемой обмотки (расстояние $Y = y'$), затем полностью и далее переходит в последующие участки обмотки. При этом сопротивление первого участка обмотки увеличится и станет равным

$$Z_{Y\mu(y')} = Z_{Y0} + \frac{\Delta Z}{h} y'.$$

При полном введении сердечника в первый участок обмотки $Y = h$ и

$$Z_{Y\mu(h)} = Z_{Y0} + \Delta Z = Z'_{Y0} + (2\mu - 1)Z_{M0},$$

где $Z_{Y\mu(h)} = Z_{Y\mu}$ – сопротивление первого участка обмотки при наличии в нём сердечника; ΔZ – приращение сопротивления участка от полного введения в него сердечника, которое одинаково для всех участков обмоток.

Приращение

$$\Delta Z = Z_{Y\mu} - Z_{Y0} = 2(\mu - 1)j \omega Z'_{Y0}, \quad (1)$$

где μ – относительная магнитная проницаемость сердечника.

При переходе сердечника во второй участок обмотки сопротивление первого участка начнёт уменьшаться до первоначального значения, а сопротивление второго участка при этом будет максимальным. Дальнейшие перемещения сердечника вызовут приращения сопротивлений последующих участков. При этом значения сопротивлений резисторов R_m должны быть выбраны, исходя из условия линейности изменения сопротивления всего плеча (Z_1 на рис. 1, б) в функции перемещений сердечника. Тогда

$$\frac{R_m(Z_{Y0} + \Delta Z)}{R_m + Z_{Y0} + \Delta Z} - \frac{R_m Z_{Y0}}{R_m + Z_{Y0}} = \frac{\Delta Z}{n} m. \quad (2)$$

Из (2) можно определить R_m , если известны ΔZ и Z_{Y0} . Если $R_m + Z_{Y0} \gg \Delta Z$, то

$$R_m \approx \frac{m}{n - m} Z_{Y0}.$$

Для сопротивления первой (верхней по рис. 1, б) обмотки катушки преобразователя можно записать

$$Z_{1(Y)} = \sum_{m=1}^{n-1} Z_{m0} + Z'_{Y0} + \frac{\Delta Z}{nh} Y,$$

где $Y = 0 \div nh$ – координата сердечника.

Приняв во внимание, что в реальных конструкциях катушка индуктивности преобразователя составляет десятки миллиметров (например 50 мм), выполняется она из тонкого провода (например из провода ПЭЛ-0,23), а число

слоёв обмотки не превышает 3–4, то можно пренебречь различием средних диаметров обмоток и записать аналогичные выражения и для второй (нижней по рис. 1, б) обмотки преобразователя.

$$Z_{2(Y)} = \sum_{m=1}^{n-1} Z_{m0} + Z'_{Y0} + \frac{\Delta Z}{nh} (nh - Y),$$

где $Z_{2(Y)}$ – сопротивление второй обмотки катушки преобразователя.

Для среднего положения сердечника $Y = 0,5nh$, тогда

$$Z_{1(0,5nh)} = Z_{2(0,5nh)} = \sum_{m=1}^{n-1} Z_{m0} + Z'_{Y0} + 0,5\Delta Z = Z_0.$$

Перемещая (выбирая) начало координат в середину катушки преобразователя, можем записать:

$$Z_{1(Y^*)} = Z_0 + \frac{\Delta Z}{nh} Y^*; \quad Z_{2(Y^*)} = Z_0 - \frac{\Delta Z}{nh} Y^*.$$

Рассчитав схему моста (рис. 1, б), два плеча которого образованы из рассмотренных обмоток, и приняв равными значения сопротивлений Z_3, Z_4, Z_0 , найдём [9]:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}\Delta Z}{2nhZ_0} Y^*. \quad (3)$$

С учётом (1) из (3) получаем:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{j(\mu - 1)\omega L'_{Y0}\dot{U}}{nhZ_0} Y^*, \quad (4)$$

где $Y^* = \pm (0 \div 0,5 nh)$.

Формула (4) является уравнением характеристики рассматриваемого преобразователя при принятых допущениях. На рис. 2 приведены графики экспериментальной и расчётной [по формуле (4)] характеристик преобразователя для модульных значений $U_{\text{вых}}$. Из графиков видно, что отклонение экспериментальной характеристики от линейной меньше 3%, т.е. в пределах рабочего хода сердечника. Максимальное отклонение экспериментальной прямой от теоретической составляет 14%. Экспериментальный преобразователь имел следующие данные: диаметр и длина катушки индуктивности 50 мм и 1950 мм соответственно; диаметр внутренней и внешней труб (6 и 7 на рис. 1, а) 38 и 76 мм соответственно; толщина стенок труб 3 и 3,5 мм соответственно; материал труб – немагнитная нержавеющая сталь; число участков каждой секционной обмотки $n = 14$; длина сердечника, равная длине участка обмотки,

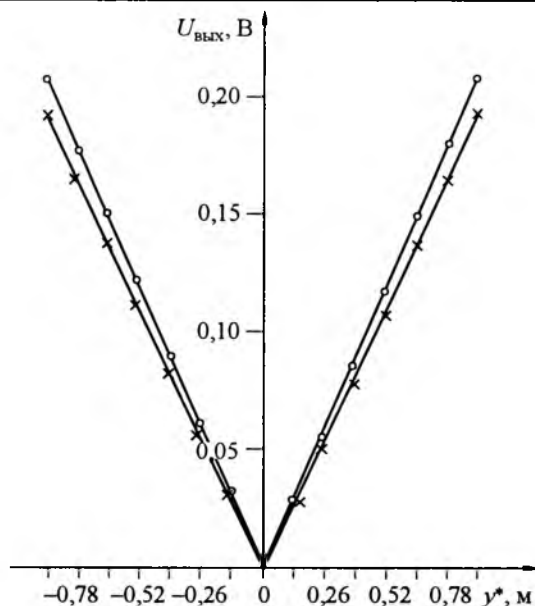


Рис.2. Характеристики преобразователя:
 ◦ – расчёт; × – эксперимент

$h = 130$ мм; сердечник преобразователя имеет цилиндрическую форму и выполнен из листовой электротехнической стали толщиной 0,5 мм; диаметр сердечника 20 мм; питающее напряжение 12 В; частота 50 Гц; магнитная проницаемость сердечника была определена опытно, на экспериментальной конструкции преобразователя и составила 3,73 [9]; обмотки катушки индуктивности намотаны проводом ПЭЛ-0,23; число слоёв намотки 3; намотка равномерная, виток к витку; $L'_{j0} = 440 \cdot 10^{-4}$ Гн; $r = 124$ Ом; $\Delta Z = j75,4$ Ом; значения сопротивлений Z_3 , Z_4 , Z_0 равны 1024 Ом; значения сопротивлений резисторов обмоток $R_1 = 12$ Ом; $R_2 = 27$ Ом; $R_3 = 44$ Ом; $R_4 = 65$ Ом; $R_5 = 90$ Ом; $R_6 = 121$ Ом;

$R_7 = 161$ Ом; $R_8 = 215$ Ом; $R_9 = 290$ Ом; $R_{10} = 403$ Ом; $R_{11} = 591$ Ом; $R_{12} = 967$ Ом; $R_{13} = 2096$ Ом; $R_{14} = \infty$.

Преобразователь использован в основе одной из модификаций уровнемера жидкого хлора, который проходит в настоящее время промышленные испытания на Сумгаитском заводе "Оргсинтез".

Список литературы

1. Агейкин Д.И., Костина Е.Н., Кузнецова Н.Н. Датчики контроля и регулирования. М.: Машиностроение, 1965.
2. Куликовский Л.Ф., Зарипов М.Ф. Индуктивные преобразователи перемещений. М.-Л.: Энергия, 1966.
3. Белый М.И. Электромагнитные измерительные преобразователи с распределенными параметрами. Ульяновск: ГПИ им. И.Н. Ульянова, 1968.
4. Зарипов М.Ф. Преобразователи с распределенными параметрами. М.: Энергия, 1969. С.63.
5. А.с. 214127 СССР. Измеритель уровня нефти и воды в групповых замерных установках /Абдуллаев А.А., Набиев И.А., Джавадов А.А. и др. // Открытия. Изобретения. 1968. № 11.
6. Гахраманов Н.Ф., Адыгезалов В.С. К определению характеристики преобразователей со ступенчатой катушкой // Электротехника. 2002. № 8. С.36-38.
7. А.с. 488074 СССР. Индуктивный уровнемер / Гаркуша Ю.А., Романенко И.И. // Открытия. Изобретения. 1975. № 38.
8. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы теории цепей. М.: Энергия, 1975.
9. Байда Л.И., Добровольский Н.С., Душин Е.М. и др. Электрические измерения. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963.



Адыгезалов Вугар Сагип оглы – старший лаборант кафедры "Энергоснабжение". Окончил магистратуру факультета "Физика-электроэнергетика" Сумгаитского ГУ по специальности "Автоматика и электропривод промышленных установок и технологических комплексов" в 2001 г.

Экранирующие свойства проводящих цилиндров конечной длины с ферромагнитными поясами

ВОЛОХОВ С.А., ДОБРОДЕЕВ П.Н.

Исследованы экранирующие способности проводящего цилиндра конечной длины с ферромагнитными поясами, установленными с внутренней стороны цилиндра у торцов и с наружной стороны по центру. Показано, что такие экраны обладают уникальным свойством – резонансной зависимостью экранного эффекта от основных параметров (толщины проводящего слоя, толщины и ширины ферромагнитных поясов), следствием которого является возможность настройки экранного эффекта.

В [1] показано, что незамкнутый с торцов проводящий цилиндр конечной длины обладает ограниченным предельным экранным эффектом, т.е. при частоте экранируемого поля $\omega \rightarrow \infty$ (или проводимости материала экрана $\gamma \rightarrow \infty$) коэффициент экранирования стремится к некоторому постоянному значению, тогда как у замкнутых экранов он стремится к нулю. Там же установлено, что если у торцов цилиндра с внутренней стороны расположить ферромагнитные пояса, то его экранирующие свойства приближаются к экранирующим свойствам замкнутого экрана. Однако высокие экранные эффекты на промышленной частоте (50 Гц) достигаются при существенных толщинах проводящего цилиндра. Например, экранный эффект 20 достигается при толщине медного цилиндра 12 мм.

Стремление получить высокие экранирующие свойства цилиндров конечной длины на промышленной частоте при минимальной массе (ориентация на корпуса электрических машин) стимулировало дальнейшие исследования экранов, состоящих из проводящего цилиндра и ферромагнитных поясов. Некоторые результаты этих исследований приведены в статье.

Геометрия экрана. Конструктивно экран состоит из открытого с торцов проводящего цилиндра и ферромагнитных поясов, расположенных с внутренней стороны цилиндра у торцов (торцевые пояса) и с наружной стороны по центру (центральный пояс), как изображено на рис. 1. Такие ферромагнитные пояса незначительно изменяют габаритные и весовые пока-

The shielding abilities of the conducting cylinder of final length with ferromagnetic belts installed on the inside of the cylinder at butt-ends and on the outside in the centre are investigated. It is shown, that such shields have unique property – resonance dependence of shielding effect on basic parameters (thickness of a conducting layer, thickness and width of ferromagnetic belts), which consequence is the opportunity of customization of shielding effect.

затели экрана, легко могут быть изготовлены из рулонной электротехнической стали, что обеспечивает их высокие магнитные свойства.

Такая геометрия экрана логически вытекает из результатов исследований цилиндрического экрана с торцевыми поясами [1]. Из векторной диаграммы магнитных моментов экрана с торцевыми поясами, приведённой в [1], очевидно, что для дальнейшего снижения результирующего магнитного момента требуется создать относительно небольшой магнитный момент, направленный против разности магнитных моментов источника и вихревых токов экрана, и почти очевидно, что таким магнитным моментом обладает центральный пояс.

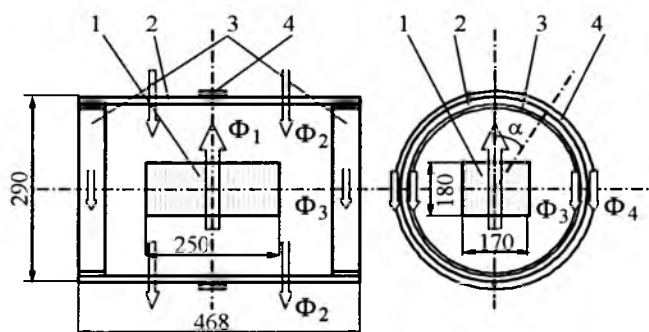


Рис. 1. Незамкнутый цилиндрический экран с ферромагнитными поясами:

1 – источник магнитного поля; 2 – проводящий цилиндр; 3 – торцевые пояса; 4 – центральный пояс; Φ_1 – магнитный поток источника; Φ_2 – магнитный поток вихревых токов цилиндра; Φ_3 – магнитный поток в торцевых поясах; Φ_4 – магнитный поток в центральном поясе

Эксперименты проведены на экране со следующими параметрами:

- длина медного цилиндра 468 мм, наружный диаметр 290 мм, толщина стенки 2 мм;
- ферромагнитные пояса изготовлены путём навивки из полос электротехнической стали марки 3411 размером 0,35×50×1500 мм; изменение толщины или ширины поясов осуществлялось за счёт изменения количества полос.

Характеристика источника магнитного поля. Источник магнитного поля (в дальнейшем источник) представляет собой катушку, габаритные размеры которой приведены на рис. 1. Число витков катушки $w = 133$, номинальный ток $I = 18$ А, магнитный момент $M = 140$ А·м².

Программа и методика измерений. Наиболее приемлемым методом для анализа внешнего магнитного поля электротехнических изделий является метод магнитных моментов [1, 2]. При его использовании реальные источники магнитного поля (контур с током и намагниченные ферромагнетики) заменяются магнитными моментами, определённым образом расположенными в объёме изделия.

Программа измерений ставила целью получить зависимости результирующего магнитного момента источника поля с экраном от геометрических размеров поясов на промышленной частоте (50 Гц), зависимости экранного эффекта от частоты и векторные диаграммы магнитных моментов.

Магнитный момент объекта испытаний определялся по результатам измерений напряжённости магнитного поля с помощью индукционного “точечного” датчика, тарированного совместно с селективным микровольтметром и установленного по главной оси источника на расстоянии 2 м от его геометрического центра (метод разновременного сравнения меры и измеряемого изделия). Установка датчика на расстоянии, превышающем максимальный габаритный размер экрана более чем в 4 раза, обеспечивает достаточно полное соответствие магнитного момента и напряжённости (индукции) магнитного поля. Экспериментальное распределение напряжённости магнитного поля вокруг источника на расстоянии 2 м от геометрического центра подтвердило дипольный характер магнитного поля на этом расстоянии. Нормальная составляющая напряжённости

поля распределяется по $\cos\alpha$, касательная составляющая – по $\sin\alpha$, их максимальные значения отличаются в 2 раза и соответствуют расчётным данным по формулам [3, 4] для источника с заданным магнитным моментом:

$$H_R = \frac{M}{2\pi R^3} \cos\alpha; \quad H_\tau = \frac{M}{4\pi R^3} \sin\alpha.$$

Временная фаза измеряемой величины при всех измерениях определялась относительно базового сигнала, которым служил ток в источнике поля. Этот ток при всех измерениях поддерживался равным 18 А.

Магнитный момент источника измерялся при отсутствии экрана, а результирующий магнитный момент – при наличии экрана. Магнитный момент экрана определялся как разность векторов магнитных моментов источника и результирующего.

Магнитный момент поясов определялся расчётным путём по экспериментальному значению магнитного потока в них. Через пояса замыкается часть магнитного потока источника и экрана. Учитывая высокую магнитную проницаемость материала пояса, можно считать, что магнитная индукция в поперечном сечении пояса распределена равномерно. По координате α (см. рис. 1) индукция повторяет распределение напряжённости магнитного поля, создаваемого источником и вихревыми токами экрана в местах расположения поясов, т.е. в нашем случае распределяется, как $H_{\tau m} \sin\alpha$ ($H_{\tau m}$ – максимальное значение касательной составляющей напряжённости поля в месте расположения пояса), что подтверждено экспериментально. Очевидно, что магнитные моменты центрального пояса M_3 и торцевых поясов M_4 направлены по главной оси источника и могут быть определены следующим образом:

$$M_3 = 4 \int_0^\pi \frac{\Phi_{m3} D_2 \sin^2 \alpha}{2\mu_0} d\alpha = \frac{\pi}{\mu_0} \Phi_{m3} D_2;$$

$$M_4 = 2 \int_0^\pi \frac{\Phi_{m4} D_2 \sin^2 \alpha}{2\mu_0} d\alpha = \frac{\pi}{2\mu_0} \Phi_{m4} D_2, \quad (1)$$

где Φ_{m3} и Φ_{m4} – максимальное значение магнитного потока соответственно в торцевом и центральном поясе; D_2 – средний диаметр пояса.

Максимальное значение магнитного потока в поясе определено по ЭДС в измерительной катушке, охватывающей поперечное сечение

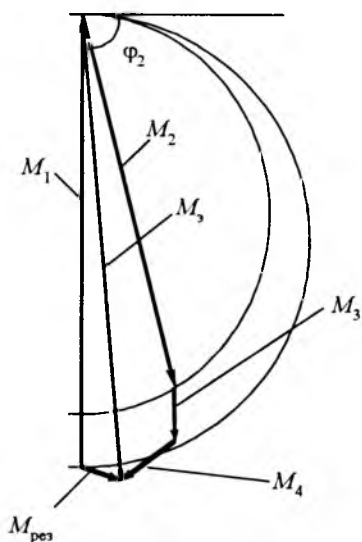


Рис.2. Векторная диаграмма незамкнутого экрана с ферромагнитными поясами:

M_1 – магнитный момент источника; M_2 – магнитный момент вихревых токов цилиндра; M_3 – магнитный момент торцевых поясов; M_4 – магнитный момент центрального пояса; M_3 – суммарный магнитный момент экрана; $M_{рез}$ – результирующий магнитный момент

пояса при $\alpha = 90^\circ$.

Результирующий магнитный момент $\bar{M}_{рез}$ является суммой магнитного момента источ-

ника \bar{M}_1 , магнитного момента вихревых токов \bar{M}_2 , магнитных моментов торцевых поясов \bar{M}_3 и центрального пояса \bar{M}_4 :

$$\bar{M}_{рез} = \bar{M}_1 + \bar{M}_2 + \bar{M}_3 + \bar{M}_4. \quad (2)$$

Выше были определены магнитные моменты $\bar{M}_{рез}$; \bar{M}_1 ; \bar{M}_3 и \bar{M}_4 . Поэтому магнитный момент вихревых токов M_2 и его фаза φ_2 могут быть найдены из векторной диаграммы, как разность известных векторов.

Анализ данных, приведённых в табл. 1, 2, показывает, что суммарный магнитный момент экрана M_3 по значению близок к магнитному моменту источника M_1 и в ряде случаев превышает его на 1–5%, а по фазе отстает от M_1 на 178 – 179° . Магнитный момент вихревых токов примерно равен $0,7 M_1$ и отстает от него на 160 – 164° . Магнитный момент торцевых поясов примерно равен $0,25 M_1$ и в противофазе с ним, а магнитный момент центрального пояса по значению примерно такой же, а по фазе опережает M_1 примерно на 115° . Векторная диаграмма магнитных моментов экрана приведена на рис. 2.

Годограф вектора результирующего магнитного момента при увеличении толщины торцевых поясов (рис. 3) проходит вблизи начала ко-

Таблица 1

Влияние геометрии центрального пояса на экранирующие характеристики

Число полос в центральном поясе	0	4	8	4 + 4	Примечания
Магнитный момент источника поля, А·м ²	140	140	140	140	Измерен
Фаза магнитного момента источника поля, град.	0	0	0	0	Измерена
Результирующий магнитный момент, А·м ²	47	10	4,8	7,8	Измерен
Фаза результирующего магнитного момента, град.	–69	–90	–160	–166	Измерена
Магнитный момент торцевых поясов*, А·м ²	19,6	41	42	42,8	Рассчитан по измеренному потоку
Фаза магнитного момента торцевых поясов, град.	+166**	+175	180	–175	Измерена по потоку в торцевом поясе
Магнитный момент центрального пояса, А·м ²	0	20	29	31	Рассчитан по измеренному потоку
Фаза магнитного момента центрального пояса, град.	–	+108	+108	+110	Измерена по потоку в центральном поясе
Магнитный момент вихревых токов, А·м ²	115	103,6	98	98,3	Определён по векторной диаграмме
Фаза магнитного момента вихревых токов, град.	–155	–161	–163	–164	Определена по векторной диаграмме
Суммарный магнитный момент экрана, А·м ²	130	140	144	147,6	Определён по векторной диаграмме
Фаза суммарного магнитного момента экрана, град.	–160	–176	–179	–179	Определён по векторной диаграмме
Экранирующий эффект	3	14	29	18	Определён по данным измерений

* Торцевые пояса (каждый) состоят из 4-х полос (7 слоев толщиной 0,35 мм и шириной 50 мм).

** Знак "плюс" перед численным значением фазы означает опережение по фазе и откладывается на векторной диаграмме против часовой стрелки от положительного направления оси ординат, а знак "минус" означает отставание и откладывается по часовой стрелке.

Влияние геометрии торцевых поясов на экранирующие характеристики

Количество полос в торцевом поясе	0	1	2	3	4	Примечания
Магнитный момент источника поля, $A \cdot m^2$	140	140	140	140	140	Измерен
Фаза магнитного момента источника поля, град.	0	0	0	0	0	Измерена
Результирующий магнитный момент, $A \cdot m^2$	16,5	4,4	3,3	6	7,8	Измерен
Фаза результирующего магнитного момента, град.	-36	-30	-158	-166	-166	Измерена
Магнитный момент торцевых поясов, $A \cdot m^2$	0	17	30	37	42,8	Рассчитан по измеренному потоку
Фаза магнитного момента торцевых поясов, град.	-	173	+176	180	-175	Измерена по потоку в торцевом поясе
Магнитный момент центрального пояса*, $A \cdot m^2$	46	37	34	32	31	Рассчитан по измеренному потоку
Фаза магнитного момента центрального пояса, град.	+120	118	+116	+114	+110	Измерена по потоку в центральном поясе
Магнитный момент вихревых токов, $A \cdot m^2$	114,8	110,5	103,8	100,6	98,3	Определён по векторной диаграмме
Фаза магнитного момента вихревых токов, град.	-154	-160	-161	-162	-164	Определена по векторной диаграмме
Суммарный магнитный момент экрана, $A \cdot m^2$	127	139	143,1	145,8	147,6	Определён по векторной диаграмме
Фаза суммарного магнитного момента экрана, град.	-176	-179	-179	-179	-179	Определена по векторной диаграмме
Экранирующий эффект	8,5	31,8	42,4	23,3	18	Определён по данным измерений

* Центральный пояс состоит из 4 + 4 полос (7 слоёв толщиной 0,35 мм и шириной 50 + 50 = 100 мм).

ординат, где эффективность экранирования максимальна. В результате такого расположения годографа зависимость эффективности экранирования от толщины торцевых поясов носит резонансный характер, т.е. имеет максимум при определенной толщине, что и показано на рис.4. Из табл. 1 видно, что аналогична и зависимость эффективности экранирования от толщины (ширины) центрального пояса. Зависимость эффективности экранирования от частоты

(рис.5) также носит резонансный характер, а это эквивалентно резонансной зависимости эффективности экранирования от толщины (проводимости) цилиндра.

Таким образом, экран, состоящий из проводящего цилиндра конечной длины и ферромагнитных поясов, расположенных с внутренней стороны цилиндра у торцов и с наружной стороны по центру, обладает резонансной зависимостью эффективности экранирования от его

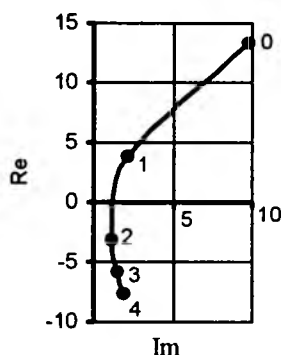


Рис.3. Годограф вектора результирующего магнитного момента при изменении толщины торцевых поясов от 0–4 полос (при центральном поясе из 4+4 полос)

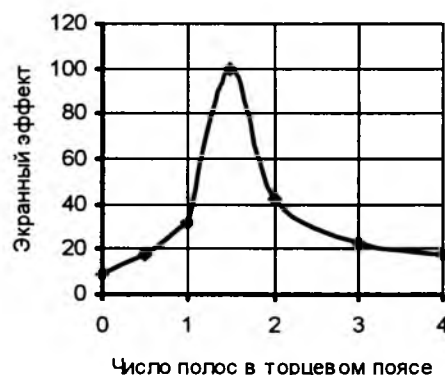


Рис.4. Зависимость экранного эффекта от толщины торцевых поясов (при центральном поясе из 4+4 полос)

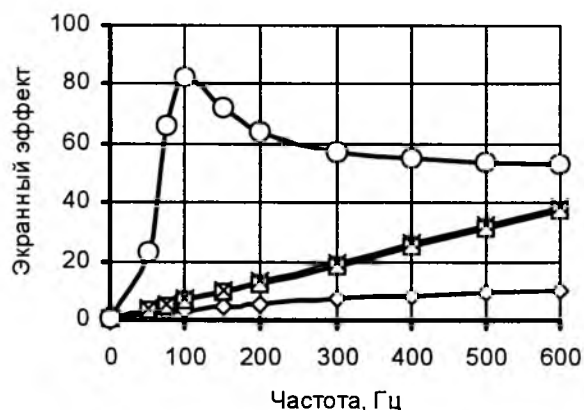


Рис. 5. Частотные характеристики экранного эффекта:

◇ — для медного цилиндра; □ — для медного цилиндра с торцевыми поясами из 4 полос по толщине с каждой стороны; × — расчётная по [6] для бесконечно длинного экрана; о — для медного цилиндра с торцевыми и центральными поясами из 4 полос по толщине каждый

основных параметров — толщины проводящего цилиндра, толщины и ширины поясов, что ука-

зывает на возможность регулирования экранирующих свойств такого экрана и достижения высокого экранного эффекта при относительно небольшой его массе.

Список литературы

1. Волохов С.А. Экранирующие свойства проводящих цилиндров конечной длины // *Электротехника*. № 2. 2004. С.43-48.
2. Элкенис В.Я., Добродеев П.Н. Применение метода магнитных моментов к анализу внешнего магнитного поля машин постоянного тока // *Вестник ХГПУ*. 1998. Вып. 23. Харьков, 1998. С.120-123.
3. Калашников С.Г. *Электричество*. М.: Наука, 1985.
4. Шимони К. *Теоретическая электротехника*. М.: Мир, 1964.

Волохов С.А. — ведущий научный сотрудник Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины. Окончил электромеханический факультет Харьковского политехнического института в 1960 г. В 1972 г. защитил кандидатскую диссертацию на по теме «Магнитное поле частоты скольжения асинхронных двигателей» в ХПИ.

Добродеев П.Н. — младший научный сотрудник Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины. Окончил электромеханический факультет Харьковского политехнического института в 1985 г.

Определение составляющих полной мощности в электрических цепях с несинусоидальными напряжениями и токами методами цифровой обработки сигналов

АГУНОВ М.В., АГУНОВ А.В., ВЕРБОВА Н.М.

Обсуждаются вопросы адекватного измерения составляющих полной мощности при наличии высших гармоник тока и/или напряжения в электрической сети. Предлагаются выражения для определения мощности, которые могли бы быть положены в основу оптимальных алгоритмов электронных микропроцессорных счётчиков электрической энергии.

В настоящее время среди приборов учёта и контроля потребления электроэнергии наблюдается тенденция все более широкого распространения электронных счётчиков. Разработанные относительно недавно электронные микропроцессорные счётчики с большой точностью измеряют напряжения и токи и вычисляют раз-

Issues of adequate apparent power components measurement when there are high harmonics of current and/or voltage in the electric network have been discussed. Mathematical expressions for power components determination that could be taken as a basis of optimal algorithms for electronic microprocessor readers of electric energy have been suggested.

личные характеристики мощности и энергии. Они также обеспечивают ряд дополнительных возможностей: многотарифность, вычисление соотношений времени пользования электроприборами и измерение основных показателей качества электроэнергии.

Такие счётчики великолепно работают при

установившихся режимах симметричных систем с синусоидальными напряжениями и токами. Однако при наличии несимметрии высших гармоник тока и/или напряжения ситуация меняется катастрофически. При таких режимах существующие счётчики адекватно могут определять только активную мощность, все остальные характеристики мощности и энергии определяются с существенными погрешностями [1]. Это объясняется тем, что учёт электроэнергии в современных счётчиках базируется на определениях и формулах для активной, реактивной и полной мощности (энергия является интегралом по времени от мощности), использовавшихся начиная с 40-х годов XX в. Такие алгоритмы, вполне приемлемые для симметричной сети без высших гармоник напряжения и тока, при их наличии дают неверные результаты [1].

Вместе с тем, аналитические результаты адекватной оценки энергетических процессов, происходящих в электрических цепях с несинусоидальными режимами, на сегодняшний день уже созданы и впервые предложены в [2], где энергетические процессы в электрических цепях с несинусоидальными режимами характеризуются тремя составляющими полной мощности: активной мощностью, реактивной мощностью (её действующим значением) и мощностью искажения. Несмотря на то, что предложенные в [2] выражения сегодня достаточно часто используются специалистами для количественной оценки энергетических процессов несинусоидальных электрических режимов на практике (например [1, 3–5] и т.д.), а методологические принципы, предложенные в [2], с той или иной их модификацией разделяются стандартом IEEE Std. 1459-2000 [6], их использование в появившихся относительно недавно электронных счётчиках сдерживается громоздкостью вычислений, присущей любому спектральному методу, на котором они базируются.

Наиболее оптимальными алгоритмами для устройств с цифровой обработкой сигналов, а электронные микропроцессорные счётчики электроэнергии являются типичными их представителями, являются алгоритмы, в основе которых лежит операция свёртки. Свёртка – это математическая операция, где каждое выходное значение выражается суммой входных значений, умноженных на набор взвешенных коэффициентов. В соответствии с теоремой свёртки [7], согласно которой

$$F[f_1(t)f_2(t)] = F_1(\omega)F_2(\omega),$$

где $F[f_1(t)f_2(t)]$ – преобразование Фурье свёртки функций $f_1(t)$ и $f_2(t)$; $F_1(\omega)$ и $F_2(\omega)$ – преобразования Фурье соответственно функций $f_1(t)$ и $f_2(t)$, предложенные в [2], спектральные выражения должны иметь решение и во временной области в виде свёртки двух функций.

Для нахождения таких выражений во временной области воспользуемся описанием произвольных периодических токов и напряжений с помощью пространственной системы координат.

При таком подходе действительную функцию $f(t)$ представляют одной из проекций некоторой воображаемой функции $z(t)$, второй проекцией которой является мнимая функция $f_1(t)$. Функцию $z(t)$ называют аналитическим сигналом. Действительную и мнимую части аналитического сигнала называют квадратурными составляющими [8].

Такое комплексное представление очень удобно для описания токов и напряжений, поскольку оно позволяет рассматривать проекцию тока в электрической цепи на квадратурные составляющие приложенного к цепи напряжения.

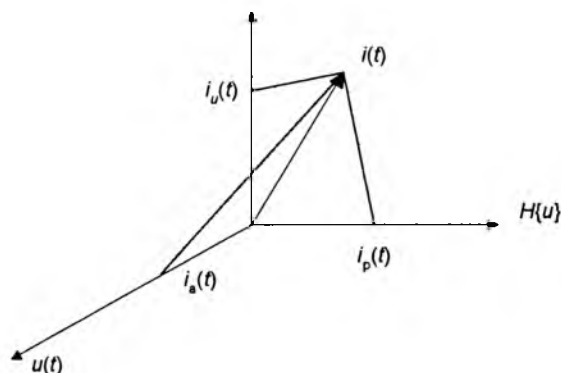
Для получения требуемой пространственной системы координат поставим в соответствие функции $f(t)$ напряжение $u(t)$ в электрической цепи и согласно (1) получим его сопряжение по Гильберту $u_1(t) = H\{u\}$ [9]:

$$f_1(t) = H\{f\} = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau)}{\tau - t} d\tau. \quad (1)$$

Теперь появляется возможность представить на периоде любой ток $i(t)$ в виде его ортогональных проекций на напряжение $u(t)$, напряжение, сопряженное по Гильберту $H\{u\}$, и искажающую орту, полученную из базиса $[u(t), H\{u\}, i(t)]$, путём последовательной ортогонализации (методом Грама – Шмидта) [10], так как это показано на рисунке.

Согласно методу Грама-Шмидта: если $[\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots, \varphi_n(t)]$ – базис, то из него на интервале (a, b) получают ортогональную систему $[\psi_1(t), \psi_2(t), \dots, \psi_n(t)]$, где $\psi_1(t) = \varphi_1(t)$ и

$$\psi_k(t) = \varphi_k(t) - \sum_{i=1}^{k-1} \frac{\int_a^b \varphi_k(t)\psi_i(t)dt}{\int_a^b \psi_i^2(t)dt} \psi_i(t), \quad (k = 2, 3, \dots, n). \quad (2)$$



Проекция вектора тока на ортогональный базис $[u(t), H\{u\}, i_n(t)]$

В соответствии с (2) из базиса $[u(t), H\{u\}, i(t)]$ получается ортогональный ему базис $[u(t), H\{u\}, i_n(t)]$, где

$$i_n(t) = i(t) - \frac{\int_0^T u(t)i(t)dt}{\int_0^T u^2(t)dt}u(t) - \frac{\int_0^T H\{u\}i(t)dt}{\int_0^T H^2\{u\}dt}H\{u\} \quad (3)$$

– искажающая компонента тока.

Компонента $i_n(t)$ получена как геометрическая разность вектора тока в электрической цепи $i(t)$ и двух ортогональных компонент тока, и её возникновение связывается с мощностью искажения. Мощность искажения может быть определена как произведение действующих значений напряжения и искажающей компонентой тока:

$$D = UI_n.$$

Для уяснения сущности этих ортогональных компонент рассмотрим второй, а затем третий члены правой части (3), предварительно умножив их числители и знаменатели на $1/T$.

Числитель второго члена правой части (3) представляет собой активную мощность P , а знаменатель – квадрат действующего напряжения. Таким образом, второй член разности в правой части (3), представляет собой $u(t)/R$, где R – активная составляющая нагрузки, другими словами активную составляющую тока, т.е. составляющую вектора $i(t)$ коллинеарную и всегда равнонаправленную (поскольку в цепи отсутствуют сторонние источники энергии) с вектором $u(t)$:

$$i_a(t) = \frac{\int_0^T u(t)i(t)dt}{\int_0^T u^2(t)dt}u(t).$$

Подобно тому, как во втором члене (3) выделена в токе его коллинеарная напряжению часть, аналогично в третьем члене (3) из тока выделена коллинеарная с напряжением, ортогональным действительному, часть.

Действительно, числитель третьего члена правой части (3) представляет собой среднюю реактивную мощность

$$Q_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T H\{u\}i(t)dt = \sum_{n \geq 1}^{\infty} U_n I_n \sin \varphi_n,$$

а знаменатель третьего члена правой части (3), исходя из свойств преобразования Гильберта – квадрат действующего напряжения:

$$U^2 = \frac{1}{T} \int_0^T H^2\{u\}dt.$$

Тогда третий член разности в правой части (3) представляет собой $H\{u\}/X_{p, cp}$, где $X_{p, cp}$ – средняя реактивная составляющая сопротивления нагрузки, другими словами реактивную составляющую тока, т.е. составляющую вектора $i(t)$ коллинеарную вектору $H\{u\}$:

$$i_p(t) = \frac{\int_0^T H\{u\}i(t)dt}{\int_0^T H^2\{u\}dt}H\{u\}.$$

Следует заметить, что выделенная компонента тока, исходя из свойств преобразования Гильберта, может быть как равнонаправленной с вектором $H\{u\}$, так и иметь противоположное направление. Этим и объясняется возможность характеризовать реактивные величины как средними, так и действующими значениями.

Действующая реактивная мощность:

$$Q_d = UI_p,$$

где I_p – действующее значение реактивной составляющей тока.

Искажающая составляющая тока, как уже отмечалось, $i_n(t) = i(t) - i_a(t) - i_p(t)$.

Тогда, для действующих значений составляющих тока справедливо следующее равенство:

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2 + I_n^2},$$

а с учётом того, что полная мощность

$$S = UI,$$

получим интегральные выражения для определения составляющих полной мощности:

$$P = UI_a'; \quad Q_d = UI_p'; \quad D = UI_n'.$$

Поскольку энергия является интегралом по времени от мощности, предложенные выражения могут служить основой для алгоритмов цифровой обработки сигналов измерения затрат, связанных с поставкой и потреблением электроэнергии.

Измерения могут быть выполнены, например, следующим образом [11]. Датчики тока и напряжения измеряют мгновенные значения тока и напряжения. Измеренные сигналы поступают на вход аналого-цифрового преобразователя, с выхода которого в цифровой форме подаются на микропроцессор.

Микропроцессор осуществляет вычисление составляющих мощности в соответствии с рассмотренными выражениями и выдает результат, отвечающий вычисленным значениям, на устройство отображения или цифроаналоговый преобразователь, на выходе которого получается сигнал, пропорциональный составляющим мощности.

В заключение отметим, что погрешность определения энергетических характеристик в измеряемой цепи при использовании предложенного цифрового метода обработки в основном определяется получением правильных отсчётов мгновенных значений тока и напряжения.

Список литературы

1. Киселев В.В., Пономаренко И.С. Влияние несинусоидальности напряжения и тока на показания электронных счётчиков электроэнергии // Промышленная энергетика. 2004. № 2. С. 40–45.
2. Agunov M.V., Agunov A.V., Globenco I.G. Energy

Balance in Electric Circuits with Non-Sinusoidal Voltage and Current // IEEE Trans. on Power Systems. 1997. Vol.12, № 4. P. 1507–1510.

3. Agunov A.V., Agunov M.V., Korotkova G.M. a.o. Energy characteristics of the power source – welding arc system // Welding International. 2002. Vol.16, № 12. P. 966–969.

4. Агунов М.В., Агунов А.В., Вербова Н.М. Новый подход к измерению электрической мощности // Промышленная энергетика. 2004. № 2. С. 30–33.

5. Шевцов А.А., Михеев О.Л., Фокни А.С. Система зажигания автомобиля как потребитель неактивных составляющих мощности // Автомобильная промышленность. 2003. № 9. С. 19–21.

6. IEEE Std. 1459-2000. IEEE Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced or Unbalanced Conditions.

7. Сато Ю. Обработка сигналов. Первое знакомство. М.: Издательский дом "Додэка-XXI", 2002.

8. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Советское Радио, 1971.

9. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники. Т2. М.: Энергия, 1977.

10. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. 13-е изд., исправленное. М.: Наука, Гл. Ред. физ. мат. лит., 1986.

11. Пат. 2191393 РФ. Способ определения составляющих мощности / А.В. Агунов // Открытия. Изобретения. 2002. № 29.

Агунов Михаил Викторович – профессор Санкт-Петербургского государственного морского технического университета (СПбГМТУ), доктор техн. наук. Окончил электрофизический факультет Кишинёвского политехнического института в 1979 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Энергетические процессы в электрических цепях в несинусоидальными режимами и их эффективность" в 2000 г.

Агунов Александр Викторович – профессор СПбГМТУ, доктор техн. наук. Окончил факультет радиоэлектроники Кишинёвского политехнического института в 1991 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Методология и принципы построения систем управления параметрами качества электрической энергии в судовых электроэнергетических системах с нелинейными элементами" в 2004 г.

Вербова Наталья Михайловна – студентка факультета корабельной энергетики и автоматики СПбГМТУ.

Регулятор напряжения импульсного источника электропитания радиолокационной станции

КИРИЕНКО В.П., СТРЕЛКОВ В.Ф.

Рассмотрены электромагнитные процессы в вентильно-электромагнитном регуляторе напряжения с повышенным уровнем электромагнитной совместимости для импульсного источника электропитания передающего устройства радиолокационных станций (РЛС). Приведены регулировочные и энергетические показатели регулятора, нашедшего применение в серийно выпускаемых РЛС.

Одним из основных элементов радиолокационных станций (РЛС) является импульсный источник электропитания передающего устройства (ПУ). Его выходная мощность в зависимости от режима работы станции (оперативный, технологический и др.) должна регулироваться в заданных пределах.

В качестве первичных источников электропитания на РЛС в настоящее время широко применяются синхронные генераторы (СГ). При этом регулирование мощности зондирующего импульса РЛС может осуществляться изменением напряжения СГ. Однако не все СГ обладают необходимой глубиной регулирования выходного напряжения. Кроме того, довольно часто от СГ питаются и другие нагрузки РЛС.

По этой причине наиболее рациональна структура регулируемого импульсного источника электропитания (рис.1), содержащая СГ, трёхфазный регулятор напряжения (РН), выпрямительное устройство (ВУ) с повышающим трансформатором (Т) со схемой соединения обмоток Δ/Δ и двухмостовым выпрямителем (UZ), фильтрующее устройство (ФУ) с дросселем (L) и конденсатором (C). Постоянное напряжение с выхода ФУ поступает на импульс-

The present work studies electromagnetic processes in a valve-electromagnetic voltage controller with an increased level of electromagnetic compatibility for a puls power-supply source of a radar transmitter. Adjustment and energy controller characteristics used in commercially produced radars are also discussed.

ный модулятор (ИМ). Сформированный импульсным модулятором видеосигнал подается на ПУ и далее выходной радиосигнал на антенну РЛС. Регулирование мощности видеосигнала и, следовательно, зондирующего радиосигнала РЛС осуществляется РН.

РН должен удовлетворять следующим требованиям:

- обеспечивать оперативный (длительный) режим поддержания требуемой мощности радиосигналов путём регулирования напряжения на выходе в пределах 70–100% номинального значения для компенсации разброса значений КПД генераторных ламп;
- иметь высокий уровень электромагнитной совместимости с СГ и другими нагрузками;
- ограничивать начальные токи зарядки конденсаторов ФУ при включении импульсного источника;
- обеспечивать технологический (кратковременный) режим восстановления вакуума генераторной лампы ПУ при введении её в эксплуатацию после длительного перерыва в работе за счёт изменения напряжения на выходе в пределах 50–100% номинального значения;
- иметь минимальные массу и габариты.

Анализ возможных вариантов РН показал, что наиболее полно этому комплексу требований отвечают вентильно-электромагнитные регуляторы напряжения (ВЭМРН) [1,2], которые в отличие от тиристорных и трансформаторно-тиристорных регуляторов имеют меньшие массу и габариты, уровень генерируемых в сеть высших гармоник тока, а также возможность ограничения начальных токов зарядки конденсаторов ФУ.

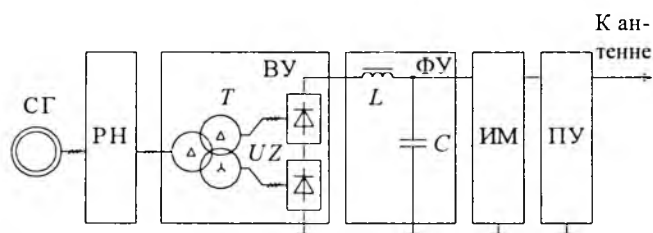


Рис.1. Структурная схема силовой цепи импульсного источника электропитания РЛС

ВЭМРН содержит исполнительный орган и систему импульсно-фазового управления. Исполнительный орган включает в себя три группы встречно-параллельно соединенных тиристоров и трёхстержневой электромагнитный элемент (ЭМЭ). Обмотка каждого стержня ЭМЭ присоединена параллельно группе тиристоров соответствующей фазы.

Для определения регулировочных свойств, энергетических характеристик ВЭМРН и оценки влияния на питающую сеть необходимо подробнее остановиться на особенностях его рабочих режимов.

При исследовании электромагнитных процессов в исполнительном органе регулятора приняты следующие допущения:

- коэффициент гармоник выходного напряжения СГ равен нулю;
- выходной ток выпрямителя идеально сглажен;
- не учитываются высшие гармоники фазных токов ВУ;
- тиристоры идеальные однооперационные ключи.

При указанных допущениях эквивалентная схема силовой цепи ВЭМРН принимает вид, представленный на рис.2, где e_A, e_B, e_C – фазные ЭДС СГ, $e_A = E_m \sin \omega t$; $e_B = E_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$;

$e_C = E_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$; R_0, L_0, R_H, L_H – параметры обмотки ЭМЭ и нагрузки РН; S_A, S_B, S_C – ключевые элементы ВЭМРН.

Рабочий процесс исполнительного органа регулятора можно представить совокупностью периодически чередующихся четырёх интервалов, каждому из которых соответствуют определённые сочетания состояний ключей S_A, S_B, S_C . Это интервалы трёх-, двух- и однофазного шун-

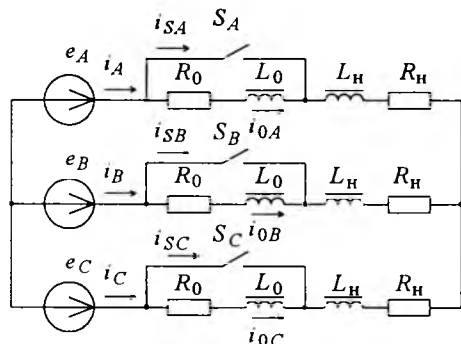


Рис.2. Эквивалентная схема силовой цепи импульсного источника электропитания РЛС

тирования обмоток ЭМЭ, а также интервал дроссельного режима.

Трёхфазное шунтирование обмоток ЭМЭ (S_A, S_B, S_C – замкнуты).

На этом интервале выражения для токов фаз в относительных единицах имеют вид

$$\left. \begin{aligned} i_A &= \frac{E_m}{Z_H} \sin(\omega t - \varphi_H + \alpha) + I_{Acв} e^{-p_H t}; \\ i_B &= \frac{E_m}{Z_H} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_H + \alpha\right) + I_{Bсв} e^{-p_H t}; \\ i_C &= \frac{E_m}{Z_H} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_H + \alpha\right) + I_{Cсв} e^{-p_H t}; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где i_A, i_B, i_C – мгновенные значения полных токов фаз; $I_{Acв}, I_{Bсв}, I_{Cсв}$ – максимальные значения свободных токов фаз; $Z_H = \sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2}$ – полное сопротивление фазы нагрузки РН;

$\varphi_H = \arctg \frac{\omega L_H}{R_H}$ – фазовый угол нагрузки;

$p_H = R_H / L_H$ – показатель затухания; α – угол управления тиристорами.

Из (1) следует, что полный ток i каждой фазы исполнительного органа регулятора содержит принужденную $i_{пр}$ и свободную $i_{св}$ составляющие,

$$i = i_{пр} + i_{св}.$$

Максимальное значение свободного тока фазы в любых режимах работы исполнительного органа

$$I_{св} = I(-) - I_{пр}(+),$$

где $I(-)$ – значение полного тока в момент времени, предшествующий коммутации ключей; $I_{пр}(+)$ – значение принужденного тока в момент времени после коммутации.

На рассматриваемом интервале работы полные токи фаз i равны токам ключей i_S , а токи обмоток ЭМЭ i_0 равны нулю:

$$\left. \begin{aligned} i_A &= i_{SA}; i_B = i_{SB}; i_C = i_{SC}; \\ i_{0A} &= i_{0B} = i_{0C} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Двухфазное шунтирование обмоток ЭМЭ (S_A, S_B – замкнуты, S_C – разомкнут).

На рассматриваемом интервале выражения для токов фаз принимают вид

$$\begin{aligned}
 i_A &= \frac{\sqrt{3}E_m}{2} \left[\frac{1}{Z_H} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \varphi_H + \alpha\right) + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\sqrt{3}}{2Z_1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi_1 + \alpha\right) \right] + I_{Acв} e^{-p_1 t}; \\
 i_B &= \frac{\sqrt{3}E_m}{2} \left[\frac{1}{Z_H} \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6} - \varphi_H + \alpha\right) + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\sqrt{3}}{2Z_1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi_1 + \alpha\right) \right] + I_{Bcв} e^{-p_1 t}; \\
 i_C &= \frac{3E_m}{2Z_1} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_1 + \alpha\right) + I_{Ccв} e^{-p_1 t}; \\
 i_{0A} &= \frac{3kR_H E_m}{2Z_1 Z_2} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_2 - \varphi_1 + \alpha\right) + \\
 &\quad + I_{0Acв} e^{-p_1 t}; \\
 i_{0B} &= \frac{3kR_H E_m}{2Z_1 Z_2} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_2 - \varphi_1 + \alpha\right) + \\
 &\quad + I_{0Bcв} e^{-p_1 t}; \\
 i_{SA} &= \frac{\sqrt{3}E_m}{2} \left\{ \frac{1}{Z_H} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi_H + \alpha\right) + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\sqrt{3}}{Z_1} \left[\frac{1}{2} + \frac{kR_H}{Z_2} \sin \varphi_2 \right] \times \right. \\
 &\quad \left. \times \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi_1 + \alpha\right) \right\} + I_{SAcв} e^{-p_1 t}; \\
 i_{SB} &= \frac{\sqrt{3}E_m}{2} \left\{ \frac{1}{Z_H} \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6} - \varphi_H + \alpha\right) + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\sqrt{3}}{Z_1} \left[\frac{1}{2} + \frac{kR_H}{Z_2} \sin \varphi_2 \right] \times \right. \\
 &\quad \left. \times \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi_1 + \alpha\right) \right\} + I_{SBcв} e^{-p_1 t},
 \end{aligned}$$

где $Z_1 = \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}$;

$$Z_2 = R_H \sqrt{\left(\frac{R_0}{\omega L_0}\right)^2 + (1-k)^2};$$

$$R_1 = 1,5R_H + \left(1 + 2k\left(\frac{R_H}{Z_3}\right)^2\right)R_0;$$

$$L_1 = 1,5L_H \left(1 - 2k(1-k)\left(\frac{R_H}{Z_3}\right)^2\right)L_0;$$

$$\varphi_1 = \arctg \frac{\omega L_1}{R_1}; \quad \varphi_2 = \arctg \frac{R_0}{(1-k)\omega L_0}; \quad p_1 = \frac{R_1}{L_1};$$

k – коэффициент взаимной индукции обмоток ЭМЭ.

На этом интервале полный ток фазы C равен току обмотки ЭМЭ, а ток ключа этой фазы равен нулю, т.е.

$$i_C = i_{0C}; \quad I_{SC} = 0. \quad (4)$$

Аналогично определяются токи цепей исполнительного органа регулятора при замкнутых ключах S_B , S_C и S_C , S_A .

Однофазное шунтирование обмоток ЭМЭ (S_A замкнут, S_B , S_C – разомкнуты).

В этом случае

$$\begin{aligned}
 i_A &= \frac{3E_m}{Z_3} \sin(\omega t - \varphi_3 + \alpha) + I_{Acв} e^{-p_2 t}; \\
 i_B &= \sqrt{3}E_m \left[\frac{Z_4}{Z_3 Z_6} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6} - \varphi_2\right) - \right. \\
 &\quad \left. - \frac{Z_5}{Z_3 Z_6} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} + \varphi_5 + \alpha\right) \right] + I_{Bcв} e^{-p_2 t}; \\
 i_C &= \sqrt{3}E_m \left[\frac{Z_4}{Z_3 Z_6} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi_2\right) - \right. \\
 &\quad \left. - \frac{Z_5}{Z_3 Z_6} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6} + \varphi_5 + \alpha\right) \right] + I_{Ccв} e^{-p_2 t}; \\
 i_{0A} &= \frac{3kR_H E_m}{Z_3 Z_7} \sin(\omega t - \pi - \varphi_3 + \varphi_6 + \alpha) + \\
 &\quad + I_{0Acв} e^{-p_2 t}; \\
 i_{SA} &= \frac{3E_m}{Z_3} \left(1 + \frac{kR_H \sin \varphi_6}{Z_7}\right) \times \\
 &\quad \times \sin(\omega t - \varphi_3 + \alpha) + I_{SAcв} e^{-p_2 t},
 \end{aligned} \quad (5)$$

где $Z_3 = \sqrt{R_3^2 + (\omega L_3)^2}$; $Z_4 = \sqrt{R_4^2 + (\omega L_4)^2}$;

$$Z_5 = \sqrt{R_5^2 + (\omega L_5)^2}; \quad Z_6 = \sqrt{R_6^2 + (\omega L_6)^2};$$

$$Z_7 = R_H \sqrt{\left(\frac{R_0}{\omega L_0}\right)^2 + 1}; \quad R_3 = 3R_H + R_0;$$

$$R_4 = R_H + \left(\frac{kR_H}{Z_7}\right)R_0; \quad R_5 = 2R_H + \left[1 + \left(\frac{kR_H}{Z_7}\right)^2\right]R_0;$$

$$R_6 = R_H + \left[1 - 2\left(\frac{kR_H}{Z_7}\right)^2\right]R_0;$$

$$L_3 = \left[1 - \left(\frac{kR_H}{Z_7}\right)^2\right]L_0 + 3L_H;$$

$$L_4 = k\left[1 + \left(\frac{kR_H}{Z_7}\right)^2\right]L_0 + L_H;$$

$$L_5 = \left[1 - \left(\frac{kR_H}{Z_7}\right)^2\right]L_0 + 2L_H; \quad L_6 = (1 + k)L_0 + L_H;$$

$$p_2 = \frac{R_3}{L_3}; \quad \varphi_3 = \arctg \frac{\omega L_3}{R_3};$$

$$\varphi_4 = \arctg \frac{\omega L_4}{R_4} + \varphi_3 + \varphi_7;$$

$$\varphi_5 = \arctg \frac{\omega L_5}{R_5} - \varphi_3 - \varphi_7; \quad \varphi_6 = \arctg \frac{\omega L_6}{R_6};$$

$$\varphi_7 = \arctg \frac{\omega L_6}{R_6}.$$

В пределах данного интервала токи в силовой части исполнительного органа определяются системой уравнений

$$i_B = i_{0B}; \quad i_C = i_{0C}; \quad I_{SB} = I_{SC} = 0. \quad (6)$$

При замыкании ключей S_B и S_C токи рассчитываются аналогично.

Дроссельный режим ЭМЭ (S_A, S_B, S_C разомкнуты).

Этому интервалу соответствуют следующие выражения для токов фаз:

$$\left. \begin{aligned} i_A &= \frac{E_m}{Z_6} \sin(\omega t - \varphi_7 + \alpha) + I_{AcB} e^{-p_3 t}; \\ i_B &= \frac{E_m}{Z_6} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_7 + \alpha) + I_{BcB} e^{-p_3 t}; \\ i_C &= \frac{E_m}{Z_6} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_7 + \alpha) + I_{CcB} e^{-p_3 t}; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\text{где } p_3 = \frac{R_6}{L_6}.$$

На рассматриваемом интервале

$$\left. \begin{aligned} i_{0A} &= i_A; \quad i_{0B} = i_B; \quad i_{0C} = i_C; \\ I_{SA} &= I_{SB} = I_{SC} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Режимы работы ВЭМРН определяются сочетанием рассмотренных интервалов непрерывности, зависящим от значения угла управления α . Существует четыре основных и два граничных режима:

основные режимы

– трёхфазное шунтирование обмоток ЭМЭ ($\alpha \leq \varphi_H$);

– трёхфазное и двухфазное шунтирование ($\varphi_H < \alpha < \pi/3 + \varphi_{K1}$);

– двухфазное и однофазное шунтирование ($\pi/3 + \varphi_{K2} < \alpha < 2\pi/3 + \varphi_{K1}$);

– однофазное шунтирование и дроссельный режим ($2\pi/3 + \varphi_{K1} < \alpha < \pi + \varphi_{K1}$);

граничные режимы

– двухфазное шунтирование обмоток ($\alpha = \pi/3 + \varphi_{K2}$);

– однофазное шунтирование обмоток ($\alpha = 2\pi/3 + \varphi_{K1}$).

Здесь φ_H – фазовый сдвиг тока нагрузки; $\varphi_{K1}, \varphi_{K2}$ – фазовый сдвиг токов ключей при однофазном и двухфазном шунтировании обмоток ЭМЭ.

Временные диаграммы, соответствующие различным режимам работы ВЭМРН, представлены на рис. 3.

При указанных условиях перехода с одного режима на другой с использованием выражений (1) – (8) определены мгновенные значения полных токов фаз обмоток ЭМЭ и ключевых элементов на интервале времени, соответствующем половине периода ЭДС СГ, при $\varphi_H \leq \alpha \leq \varphi_H + \pi$.

Для определения влияния работы ВЭМРН на питающую сеть выполнен анализ гармоничес-

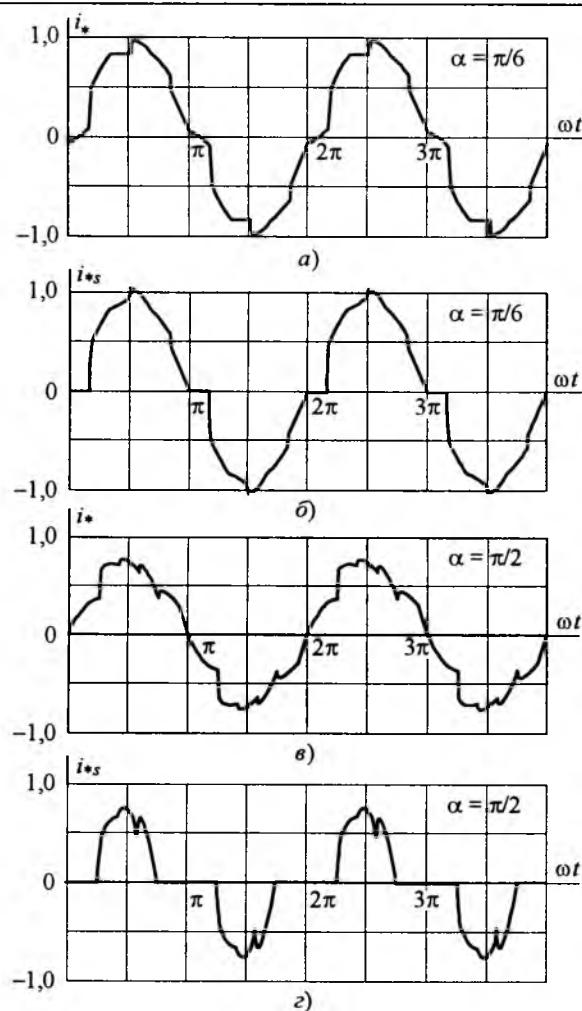


Рис.3. Расчётные кривые относительных значений токов обмоток ЭМЭ i_* и ключей i_{*S} в режимах:

а, б - трёхфазного и двухфазного шунтирования обмоток; в, г - двухфазного и однофазного шунтирования обмоток ($k = 0,33$; $R_0/R_H = 0,1$; $\omega L_0/R_H = 1,3$; $\omega L_H/R_H = 0,01$)

кого состава фазных токов исполнительного органа.

На рис.4 приведены расчётные относительные значения амплитуд 1, 5, 7, 11 гармоник тока фазы $I_{*m1}(\alpha)$; $I_{*m5}(\alpha)$; $I_{*m7}(\alpha)$; $I_{*m11}(\alpha)$; в зависимости от угла управления α , полученные при значениях коэффициента взаимоиנדукции обмоток ЭМЭ $k = 0$ и $k = 0,33$. За базовое принято значение тока при трёхфазном шунтировании обмоток РН. Точки, обозначенные значком "*" получены экспериментально.

Для оценки регулировочных свойств и энергетических показателей ВЭМРН определены действующие значения токов фазы и обмотки дросселя, среднее значение тока ключа (рис.5), а также коэффициент сдвига 1-й гармоники

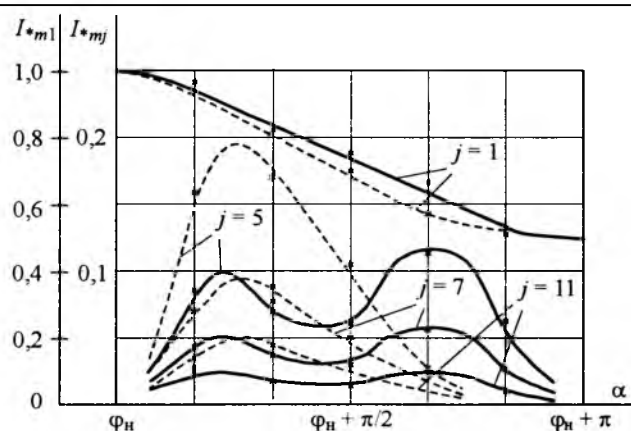


Рис.4. Зависимости относительных значений амплитуд гармонических составляющих тока фазы от угла управления:

--- $k = 0$; — $k = 0,33$

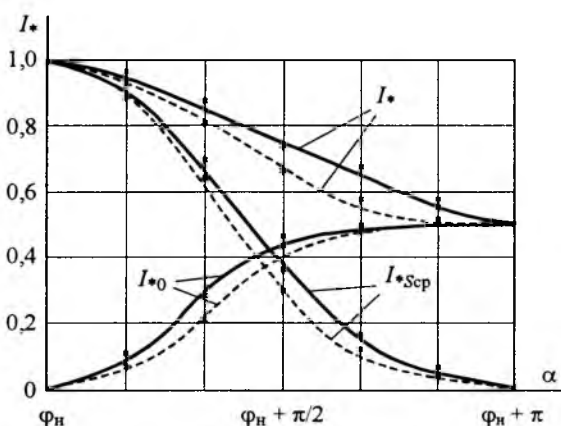


Рис.5. Зависимости относительных действующих значений тока фазы I_* , обмотки ЭМЭ I_{*0} и среднего значения тока ключа I_{*Scp} от угла управления:

--- $k = 0$; — $k = 0,33$

(K_c) и коэффициент гармоник (K_r) тока фазы (рис.6).

Проведенные исследования показывают, что применение ЭМЭ с магнитной связью между обмотками улучшает регулировочные свойства и энергетические показатели ВЭМРН. Оптимальным является значение коэффициента взаимоиנדукции обмоток в пределах $k = 0,3 \div 0,4$ [3].

Из анализа расчётных и экспериментальных результатов следует, что применение ВЭМРН с $k = 0,33$ позволяет в оперативном режиме работы за счёт изменения угла управления α в пределах $\varphi_H \leq \alpha \leq \varphi_H + 7\pi/12$ обеспечить требуемый диапазон регулирования выходного напряжения (70–100% его номинального значе-

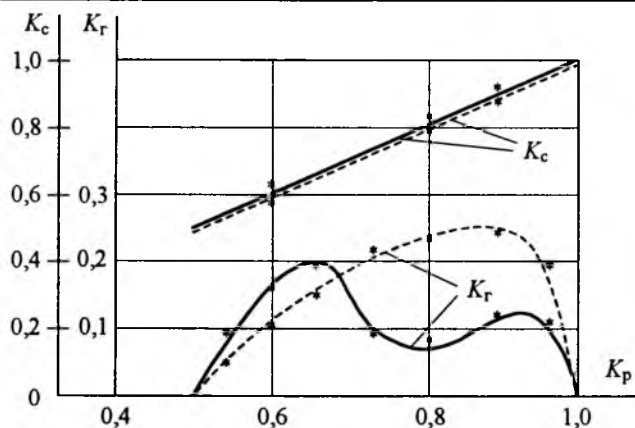


Рис.6. Зависимости коэффициента сдвига K_c и коэффициента гармоник K_g от глубины регулирования K_p выходного напряжения ВЭМРН ($K_p = U_{\text{вых}}/U_{\text{ном}}$):
 - - - - $k = 0$; — — $k = 0,33$

ния) при 1,5÷2,0-кратном снижении уровня генерируемых в сеть высших гармоник и значении коэффициента гармоник тока в пределах 10–20%. При этом повышение коэффициента мощности во всем диапазоне регулирования напряжения обеспечивает высокий уровень электромагнитной совместимости ВЭМРН с питающей сетью. Кроме того, на 25–30% расширяется линейная область регулирования фазного тока, что упрощает структуру системы автоматического регулирования режимами работы источника электропитания.

В технологическом режиме работы применение ВЭМРН дает возможность обеспечить требуемый диапазон регулирования выходного напряжения (50–100% его номинального значения) при лучших энергетических и регулировочных показателях.

Рассмотренный ВЭМРН позволяет за счёт индуктивного сопротивления ЭМЭ эффективно

ограничивать начальные токи зарядки конденсаторов ФУ и токи КЗ (даже при трёхфазном КЗ в нагрузке на уровне 65–70% номинального значения). При этом его масса не превышает 40–50% массы трансформатора ВУ.

Разработанная структура импульсного источника электроэнергии с номинальными мощностями 8, 24 и 30 кВт применена в трёх типах серийно выпускаемых РЛС: "НЕБО-СВ", "НЕБО-У", "НЕБО", две из которых удостоены Государственной премии СССР и Государственной премии Российской Федерации.

Список литературы:

1. Пат. 1279029 СССР МКИ GOSF 1/22. Устройство для регулирования трёхфазного напряжения / Вагин Н.М., Стрелков В.Ф. // Открытия. Изобретения. 1986. № 47.
2. Кириенко В.П., Стрелков В.Ф. Особенности работы системы электропитания автономного объекта при импульсной нагрузке // Автоматизированный электропривод в 21 веке. Тр. 4 Международной конференции по автоматизированному электроприводу. Ч.2. Магнитогорск, 2004. С. 143–144.
3. Кириенко В.П., Стрелков В.Ф. Электромагнитная совместимость системы электропитания мощной РЛС // Сб. докладов VIII конференции по совместимости и электромагнитной безопасности, ЭМС-2004. Санкт-Петербург, 2004. С. 371–373.

Кириенко Владимир Петрович ректор Нижегородского ГТУ, канд. техн. наук, проф. Окончил электротехнический факультет Горьковского политехнического института в 1968 г. Защитил диссертацию по теме "Исследование реверсивных преобразователей с симметричными тиристорами по трёхфазной мостовой схеме" в 1974 г.

Стрелков Владимир Фёдорович старший научный сотрудник Нижегородского научно-исследовательского института радиотехники, канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Горьковского политехнического института в 1975 г. Защитил диссертацию по теме "Автономный импульсный источник энергии радиообъекта" в 1988 г.

Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов

Редакция журнала "Электротехника" предлагает услуги

по подготовке и выпуску на договорных условиях специальных (тематических) номеров журнала "Электротехника" по тематике и материалам (в том числе и рекламным) заказчика.

Справки по телефону: (095) 361-95-96

Особенности применения термоэлектрических преобразователей и термометров сопротивления

ДЕМИДОВИЧ А.А., НИКОНЕНКО В.А., ген. директор ОАО НПП "Эталон"

ОАО НПП "Эталон" специализируется на разработке и изготовлении первичных средств измерения температуры, средств регулирования температуры, а также метрологического оборудования для их поверки.

К первичным средствам измерения температуры относятся датчики температуры, т.е. термопреобразователи сопротивления и преобразователи термоэлектрические, выпуск которых был освоен еще в 1977 г. В это время завод совместно с УНИИМ разрабатывал и начинал серийный выпуск образцовых платиновых (ППО) (рис.1) с диапазоном рабочих температур от 300 до 1200 °С и платиновых-платиновых (ПРО) с диапазоном рабочих температур от 900 до 1800 °С преобразователей термоэлектрических (термопар). Длина термопар 1000, 1250 и 1600 мм. Выпуск этих типов продолжается и сейчас. Для измерения более низких температур в диапазоне от -196 до +660 °С в настоящее время предприятие, совместно с ВНИИМ им. Д.И. Менделеева, выпускает образцовые платиновые термометры сопротивления 3-го ряда ЭТС-100 в металлическом корпусе.

К разработке и серийному выпуску технических средств измерения температуры пред-

приятие приступило в начале 90-х годов (1991-1992 гг.). После распада СССР и получения Украиной независимости в России не осталось предприятий, занимающихся разработкой и изготовлением технических средств измерения температуры, так как монополистом в этой области деятельности было НПО "Электротермометрия" (г. Луцк). В короткие сроки на заводе была проведена разработка и технологическая подготовка для серийного изготовления ряда типов преобразователей термоэлектрических и термопреобразователей сопротивления, являющихся полным аналогом "луцких" датчиков температуры:

ТПП 5 182 002; ТПР 5 182 003 и 004; ТПП 2 821 004; ТПР 2 821 005 и 006; ТСП (ТСМ) 9201; ТСП (ТСМ) 9203; ТХА (ТХК) 9310; ТХА (ТХК) 9312; ТПП 0679-01; ТПР 0679-01; ТПП 0679; ТПР 0679; ТСП (ТСМ) 1088; ТСП (ТСМ) 1288; ТХА (ТХК) 2388; ТХА (ТХК) 2088.

До 2000 г. была проведена разработка и освоен серийный выпуск 64 аналогов, в том числе датчиков с унифицированным выходным сигналом, датчиков во взрывобезопасном исполнении с видом взрывозащиты "взрывонепроницаемая оболочка" и др.

Однако повторение номенклатуры НПО "Электротермометрия" имело смысл только на начальном этапе, когда требовалась замена средств контроля температуры на давно работающем оборудовании. Но с течением времени стало появляться новое оборудование, в том числе импортное, и возникла необходимость в разработке и изготовлении импортозамещающих средств измерения температуры. На предприятии принимается решение об изготовлении



Рис.1



Рис.2

датчиков температуры по индивидуальным заказам, т.е. с определенными заказчиком параметрами, характеристиками и типоразмерами и в соответствии с требованиями существующей нормативно-технической документации. Доля датчиков температуры по индивидуальным заказам возрастает с каждым годом: если в 2000 г. на предприятии было изготовлено примерно 260 типов таких датчиков, то в 2004 г. это число возросло до 510 типов.

В случаях неоднократного повторения заказа на тот или иной датчик, на него проводится разработка полного комплекта конструкторской документации и сертификация. Некоторые типы датчиков были разработаны в результате сотрудничества с другими предприятиями:

1. Совместно с АО "Уралэлектротяжмаш" (г. Екатеринбург) – ТСМ (ТСП) 9501 – плоский термопреобразователь сопротивления (рис.2), предназначенный для измерения температуры обмоток электрических машин.

2. Совместно с АО "Электросила" (г. Санкт-Петербург) – ТСП 9502 – плоский термопреобразователь сопротивления, предназначенный для тех же целей.

3. Совместно с АО "Аксарайский газоперерабатывающий завод" (п. Аксарайский Астраханской обл.) – ТХА (ТХК) 9517 – многозонные преобразователи термоэлектрические, предназначенные для контроля температуры в установках каталитического реформинга.

4. Совместно с АО "Красноярский алюминиевый завод" – ТХА 9625 – кабельные преобразователи термоэлектрические, предназначенные для текущего контроля температуры электролита в электролизерах совместно с измерителем температуры ИТП или ИТПМ.

Специалистами предприятия разработан ряд датчиков, имеющих уникальную (эксклюзивную) конструкцию, например:

– преобразователи термоэлектрические хромель-алюмелевые типа ТХА 0011, представляющие собой погружные кабельные термопары с защитным чехлом из нитрида бора и предназначенные для контроля температуры расплавленных металлов (Al, Cu, бронзы и т.п.);

– погружные датчики типа ТХА (ТХК)

9709ф с фторопластовым покрытием арматуры (рис.3), предназначенные для контроля температуры химически агрессивных сред.

В настоящее время ведётся разработка термопреобразователя сопротивления платинового для измерения температуры кислот, щелочей и других химически агрессивных сред с защитной арматурой из стекла. Разрабатываемые датчики обладают значительно меньшей инерционностью по сравнению с датчиками с фторопластовым покрытием арматуры.

Повышенные эксплуатационные требования предъявляются к термопреобразователям сопротивления, используемым при учёте тепловой энергии. Нашим предприятием поставка подобных термопреобразователей производится в виде комплекта датчиков типа КТСР 9514 (рис.4), в котором значения сопротивлений двух термопреобразователей, входящих в комплект, при 0 °C (R_0), отличаются между собой не более чем на 0,01%, а значения W_{100} отличаются не более чем на 0,0001. В настоящее время мы изготавливаем и поставляем комплекты КТСР, соответствующие международным стандартам, с поверкой в трёх точках.

С целью увеличения ресурса работы высокотемпературных платиновых термопреобразователей была предложена термопара типа ТПП 9717, конструкция которой состоит из термоэлектродов, изолированных друг от друга керамической соломкой и помещённых в защитную арматуру, состоящую из внутреннего (сапфирового) и наружного (керамического, КТВП) чехлов. Пространство между чехлами заполнено минеральной изоляцией (Al_2O_3). Использование данной конструкции позволило:

– увеличить ресурс термопары за счёт снижения вероятности загрязнения термоэлектро-



Рис.3



Рис.4

дов примесями, содержащимися в окружающей среде, и созданного щадящего режима работы для керамической арматуры;

- сохранить инерционность, которая осталась равной инерционности термопар с одинарным чехлом.

Натурные испытания, проведённые в течение года на АООТ "Ижсталь" (г. Ижевск), подтвердили заявленные показатели надёжности.

Среди термопреобразователей, выпускаемых нашим предприятием, хотелось бы обратить внимание на те, которые выполнены на основе кабеля с минеральной изоляцией в металлической оболочке (ТХА (ТХК) 9808, КТХАС (КТХКС), ТСП 9801 и др., всего 21 тип). Кабельные преобразователи термоэлектрические имеют ряд преимуществ по отношению к "проводочным":

- более высокую термоэлектрическую стабильность и рабочий ресурс;

- возможность монтажа в труднодоступных местах (за счёт относительно малого радиуса изгиба);

- малый показатель тепловой инерции;
- способность выдерживать большие рабочие давления;

- возможность изготовления на их основе термопреобразователей блочно-модульной конструкции.

Особого внимания заслуживают системы температурного наблюдения, разрабатываемые и выпускаемые нашим предприятием:

1. Система измерения температуры (СИТ), позволяющая производить измерение температуры в 384 точках с последующей передачей измеренных значений на ЭВМ по RS 485.

2. Система температурного мониторинга

(СТМ, рис.5), предназначенная для контроля температуры во взрывоопасных зонах (бензokolонки) в 32 точках и последующей передачи этих значений на ЭВМ по RS 232. Вид взрывозащиты – искробезопасная цепь 1Exib1AT4.

В настоящее время на предприятии серийно выпускается более 150 типов датчиков температуры (92 типа преобразователей термоэлектрических и 61 тип термопреобразователей сопротивления), из них поверхностных – 18 типов, кабельных – 21 тип, остальные – проводочные. Большинство поверхностных датчиков в комплекте с портативным микропроцессорным измерителем температуры используются для аудита тепловых систем. Для большего удобства предприятие предлагает измеритель температуры портативный ИТПМ (ИТП) с комплектом датчиков в чемодане.

ОАО НПИ "Эталон" постоянно участвует в работе региональных и международных ярмарок, выставок, семинаров и конференций. Некоторые изделия, выпускаемые предприятием, являются лауреатами в различных номинациях:

- эталонный преобразователь термоэлектрический НПО – лауреат конкурса "100 лучших товаров" 2000 г.;

- автоматизированное рабочее место проверки термометров сопротивления АРМ ПТС, абсолютно черное тело АЧТ-45/100/1100 и портативный пирометр ПП-1 (рис.6) – награждены большой золотой медалью "Гарантия качества и безопасности";

- преобразователь пирометрический СТ-1 - награжден бронзовой медалью на Все-мирной выставке инноваций и изобретений в Брюсселе;

- прецизионный милливольтметр В2-99 - признан дипломантом конкурса "Лучший отечественный измерительный прибор".

Предприятие постоянно повышает уровень качества разрабатываемых и изготавливаемых изделий. ОАО НПП "Эталон" имеет сертификат соответствия системы менеджмента качества сертифицирован на право разработки и выпуска изделий для объектов атомной энергетики, для объектов РАО ЕЭС (сертификат ЗАО "Энсертико") и на право первичной проверки изделий при выпуске из производства.



Рис.5



Рис.6

ОАО "Эталон" является постоянным членом температурной комиссии, поддерживает тесные связи с ведущими метрологическими институтами, центрами стандартизации и метрологии, НИИ различных отраслей и проектными организациями.

Наши изделия хорошо зарекомендовали себя в различных отраслях промышленности и народного хозяйства, а также на объектах Морского флота (имеется признание Регистра).

Все разработки, осуществляемые предприятием, проводятся за счёт собственных средств. Конструкция датчиков индивидуальных исполнений согласовывается с заказчиком, а опытные образцы предоставляются потребителям для натурных испытаний бесплат-

но. Предприятие с благодарностью принимает замечания и предложения по совершенствованию конструкций изделий, по улучшению их потребительских свойств и качественных характеристик. Специалисты предприятия выезжают на объекты эксплуатации для изучения проблем измерения температуры и консультаций по температурным измерениям с привязкой к конкретному объекту.

Наш адрес:

644009, г. Омск-9, ул. Лермонтова, 175
Факс (381-2) 36-78-82; 36-79-18, 36-84-00
E-mail: fgup@omsketalon.ru;
<http://www.omsketalon.ru>

О замене низковольтных электротехнических аппаратов

ЗЕКЦЕР Д.М., академик ИАУ, канд. техн. наук

В журналах "Электротехника" № 5 и № 11 за 2004 г. были приведены таблицы замены старых низковольтных электротехнических аппаратов на аналогичные новые модернизированные аппараты, отличающиеся меньшими массогабаритными характеристиками, более высокой надёжностью и долговечностью, а иногда и расширением функциональных назначений.

Данная статья является продолжением упомянутых работ.

Рассматриваются вопросы замены многочисленных ящиков резисторов, предназначенных для пуска и регулирования частоты вращения электродвигателей постоянного и переменного тока, а также в качестве тормозных, добавочных или разрядных сопротивлений для

продолжительного, кратковременного или повторно-кратковременного режимов работы.

Возникают трудности из-за выпуска одних и тех же ящиков резисторов различными заводами СНГ под изменёнными названиями. Например, у завода "Реостат": СД, СДЗ, СН, КФ-38, КФ-54, КФ-65, БТР, БПТР, у завода "Электропанель": ЯСЗ, ЯС4, БРК, БРФ, ЯС-122, ЯС-100, ЯС-120, ЯС-130, ЯС-190, ЯС-211, у "Красностроительный завод": Б6, БК12, БРФ, БРК, БФК, БРКФ, ЯСЗ, ЯС4, ЯС-122, у акционерной электрической компании "Динамо": БРКФ, БРП, БРПФ, БРФ, БРК, у завода "Электроаппаратура": Б6М, БК-12МС, БФК-МС, у ООО "ЭНТ" (Харьков): ЯСЗ, ЯС4.

Ниже приводятся основные таблицы замены или соответствия блоков резисторов.

Таблица 1

Соответствия блоков резисторов крановых
модернизированных типа Б6М ТУ 16-89
ИФРЮ 434360.001 ТУ блокам резисторов кранов типа Б6
ТУ 16-527.267-52

Блоки Б6 Кран 434332, - 01	Блоки Б6М ИФРЮ 434332.001 - 01
- 02	- 02
- 03	- 03
- 04	- 04
- 05	- 05
- 06	- 06
- 07	- 07
- 08	- 08
- 09	- 09
- 10	- 10
- 11	- 11
- 12	- 12
- 13	- 13
- 14	- 14
- 15	- 15
- 16	- 16
- 19	- 17
- 20	- 18
- 21	- 19
- 22	- 20
- 23	- 21
- 24	- 22
- 25	- 23
- 26	- 24
- 27	- 25
- 28	- 26
- 29	- 27
- 30	- 28
- 32	- 29
- 33	- 30
- 36	- 31
- 40	- 32
- 42	- 33
- 43	- 34
- 44	- 35
- 47	- 36
- 48	- 37
- 49	- 38
- 50	- 39
- 51	- 40
- 52	- 41
- 53	- 42
- 54	- 43
- 55	- 44
- 56	- 45
- 57	- 46
	- 47
	- 48
- 60	- 49
- 61	- 50
- 62	- 51
- 63	- 52
- 64	- 53
- 65	- 54
- 66	- 55
- 67	- 56
- 68	- 57
- 69	- 58
- 70	- 59
- 71	- 60
- 72	- 61
- 73	- 62
- 74	- 63
- 75	- 64
- 76	- 65
- 77	- 66
- 78	- 67
- 79	- 68
- 89	- 69
- 90	- 70
- 91	- 71

Таблица 2

Соответствие блоков резисторов БК12М У2 и блоков
резисторов БК12МС У2

БК12М У2 Обозначение блока резисторов ИФРЮ 434351.001	БК12МС У2 Обозначение блока резисторов ИФРЮ 434351.001
- 01	- 101
- 02	- 102
- 03	- 103
- 04	- 104
- 05	- 105
- 06	- 106
- 07	- 107
- 08	- 108
- 09	- 109
- 11	- 110
- 12	- 112
- 13	- 113
- 14	- 114
- 15	- 115
- 16	- 116
- 17	- 117
- 19	- 119
- 20	- 120
- 21	- 121
- 22	- 122
- 25	- 125
- 26	- 126
- 27	- 127
- 28	- 128
- 29	- 129
- 30	- 130
- 31	- 131
- 32	- 132
- 33	- 133
- 34	- 134
- 35	- 135
- 36	- 136
- 37	- 137
- 38	- 138
- 39	- 139
- 40	- 140
- 41	- 141
- 42	- 142
- 43	- 143
- 44	- 144
- 45	- 145
- 46	- 146
- 47	- 147
- 48	- 148
- 49	- 149
- 50	- 150
- 51	- 151
- 52	- 152
- 53	- 153
- 54	- 154
- 55	- 155
- 56	- 156
- 57	- 157
- 58	- 158
- 59	- 159
- 60	- 160
- 61	- 161
- 62	- 162
- 63	- 163
- 64	- 164
- 65	- 165
- 66	- 166
- 67	- 167
- 68	- 168
- 69	- 169
- 81	- 181
- 82	- 182
- 83	- 182
- 84	- 184

Таблица 3
Соответствие блоков резисторов БФКМ У2 и блоков
резисторов БФКМС У2

БФКМ У2	БФКМС У2
Обозначение блоков резисторов	Обозначение блоков резисторов
ИФРЮ 434354.001 - 07	ИФРЮ 434351.001 - 107
- 21	- 121
- 26	- 126
- 28	- 128
- 33	- 133
- 34	- 134
- 35	- 135
- 37	- 137
- 38	- 138
- 39	- 139
- 40	- 140
- 41	- 141
- 42	- 142
- 43	- 143
- 44	- 144
- 45	- 145
- 46	- 146
- 47	- 147

Таблица 4
Взаимозаменяемость нормализованных фехрелевых блоков резисторов

НФ1АУ2 2ТД754. 054	I_n , А	Сопротивление, Ом	Число выводов, шт.	Яс-4У3, каталожный номер	I_n , А	Сопротивление, Ом	Число выводов, шт.	БРФУ2 ЕЮИВ434	I_n , А	Сопротивление, Ом	Число выводов, шт.
- 01	228	0,096	6	150701	218	0,097	6	356.001-04	228	0,123	7
- 02	204	0,118	6	150702	187	0,125	6	356.001-03	204	0,15	7
- 03	152	0,19	6	150703	152	0,187	6	356.001-02	160	0,225	7
- 04	128	0,31	6	150704	116	0,292	6	356.001-01	128	0,36	7
- 05	114	0,395	6	150705	109	0,388	6	352.001-03	114	0,492	7
- 06	102	0,48	6	150706	93,5	0,5	6	352.001-02	102	0,6	7
- 07	76	0,78	6	150707	76	0,75	6	352.001-01	80	0,9	7
- 08	64	1,25	6	150708	58	1,17	6	346.004-07	64	1,44	7
- 09	57	1,6	6	150709	54,5	1,56	6	346.004-06	57	1,98	7
- 10	51	2,0	6	150710	46	2,06	6	346.004-05	51	2,34	7
- 11	38	3,1	8	150.801	38	2,95	8	346.004-04	40	3,72	9
- 12	36	40	8	150.802	28,5	4,08	8	346.004-03	36	4,92	9
				150803	27,5	5,35	8	346.004-02	29	6,6	9
				150804	23,5	6,85	8	346.004-01	24	7,8	9
Габаритные размеры 635×385×200				645×377×240				640×415×200			
Установочные размеры 605×260				605×260				600×260			

Электрическая прочность пропитанного металлизированного плёночного диэлектрика

АНДРЕЕВ А.М., ХАЕЦКИЙ В.С.

Представлены сравнительные результаты экспериментальной оценки максимально допустимых значений удельной энергии металлоплёночных конденсаторных диэлектриков различных типов, включая сегментные. Установлена идентичность значений кратковременной электрической прочности на постоянном токе исследованных металлизированных ПП и ПЭТФ плёнок толщиной 10 мкм, что обуславливает преимущество ПЭТФ плёнок по сравнению с ПП плёнками при создании высоковольтных металлоплёночных конденсаторов постоянного тока.

Последние 15 лет ознаменовались значительным прогрессом в области энергоёмких конденсаторов. Удельная энергия конденсаторов увеличилась в 2–3 раза, достигнув уровня порядка 1000 Дж/дм^3 для конденсаторов с малой наработкой и 200 Дж/дм^3 для конденсаторов постоянного тока с наработкой в десятки тысяч часов [1,2]. Эти достижения были связаны в первую очередь с совершенствованием технологии формирования металлизированных электродов. В этот период получили широкое распространение электроды с неравномерным распределением толщины, ставшие фактически промышленным стандартом, началось внедрение сегментированных электродов. Эти и некоторые другие решения обеспечили снижение энергии самовосстановления электрической прочности диэлектрика, что в свою очередь позволило повысить рабочую напряжённость поля, приблизив её в ряде случаев вплотную к кратковременной электрической прочности диэлектрика. Последнее обстоятельство делает актуальным изучение поведения пропитанных металлоплёночных структур в предпробивных полях.

Целью данной работы явилось прогнозирование максимально допустимых значений плот-

Comparative results of a maximum energy density of various metallized capacitors dielectrics, including segmented are obtained. Identity of values short-term electric strength of metallized PP and PET films is established. Advantage of PET film above another one's is established.

ности энергии в пропитанных плёночных диэлектриках, применяющихся в сегментных металлоплёночных конденсаторах.

Методика эксперимента. Объекты исследования – промышленные плёнки одинаковой толщины (10 мкм) [полипропиленовая (ПП) и полиэтилентерефталатная (ПЭТФ)] не металлизированные и односторонне металлизированные алюминием (удельное сопротивление слоя металлизации $4\text{--}10 \text{ Ом/}\square$). Несмотря на длительное применение таких полимерных плёнок в конденсаторостроении, вопросы, связанные с оценкой допустимых значений рабочей напряжённости конденсаторных диэлектриков в различных режимах, остаются невыясненными и требуют уточнения. Полимерные плёночные диэлектрики с повышенным значением относительной диэлектрической проницаемости, такие как поливинилиденфторидные плёнки и композиции на их основе [4,5], из-за их высокой стоимости широкого применения при изготовлении конденсаторов постоянного тока не получили. В качестве пропитывающей жидкости в работе применялось рапсовое масло, свойства которого в основном определяют жирные органические кислоты, содержащиеся в химической структуре. Наряду с доступностью и низкой

ценой масло имеет низкую вязкость при температуре пропитки, что улучшает однородность пропитанной им конденсаторной секции. Увеличение массы ПП плёнки в исследуемом растительном масле не превышало 2,5%, что, в свою очередь, не приводило к растрескиванию тонкоплёночного металлизированного покрытия в процессе пропитки и эксплуатации. Взаимодействия исследуемого масла с ПЭТФ плёнкой вообще обнаружено не было.

Основные свойства используемого рапсового масла

Плотность, г/см ³	0,91–0,92
Кинематическая вязкость, сСт, при:	
0°C	170–250
25°C	55–75
40°C	33–45
100°C	8–10
Температура замерзания, °C	–25
Температура вспышки, °C	310–325
Диэлектрическая проницаемость при 25°C	3,1
Удельное сопротивление при 25°C, Ом·см	10 ¹⁴
tgδ, %, при:	
25°C	0,25
100°C	1,00

Особое внимание при нахождении электрической прочности тонких полимерных плёнок уделялось выбору электродных систем. Для определения максимально допустимых значений кратковременной электрической прочности неметаллизированных полимерных плёнок использовалась электродная система типа "сфера – плоскость". Сферический высоковольтный электрод (стальной шарик диаметром 6 мм) создавал точечный контакт с поверхностью полимерной плёнки. Такая электродная система позволяла получать значения электрической прочности исследуемой плёнки, практически мало зависящие от степени её технологической дефектности. Для определения электрической прочности металлизированных полимерных плёнок применялась специальная диэлектрическая прокладка толщиной 50 мкм с центральным отверстием диаметром 25 мм, предотвращающая возможность возникновения пробоев по краям металлизированной плёнки.

В качестве заземляющего электрода в электродных системах использовалась резинофольговая дисковая прокладка диаметром 50 мм,

предназначенная для предотвращения механических повреждений поверхности исследуемых плёнок в процессе испытаний. Для этой же цели производилась плавная фиксация высоковольтного и заземляющего электрода, создающая постоянное механическое давление на исследуемый образец.

Испытания проводились при комнатной температуре на постоянном токе при линейном повышении испытательного напряжения при фиксированных скоростях от 100 до 1000 В/с, высоковольтный электрод был подсоединён к отрицательному контакту высоковольтной установки.

Аппроксимация результатов испытаний проводилась согласно двухпараметрического закона Вейбулла:

$$F(E_{\text{пр}}) = 1 - \exp \left(- \frac{E}{E_{63\%}} \right)^{\beta},$$

поскольку он наиболее точно описывает полученные экспериментальные результаты. Доверительные интервалы для параметров эмпирических распределений ($E_{63\%}$ – масштабный параметр; β – параметр формы) рассчитывались с учётом доверительной вероятности $\alpha = 0,9$.

Результаты испытаний. На рис. 1 приведены графики эмпирических функций распределения $E_{\text{пр}}$ (на вероятностной бумаге двухпараметрического закона Вейбулла) для ПЭТФ и ПП плёнок, испытанных в атмосфере воздуха. Параметры эмпирических распределений (с учётом доверительных интервалов) приведены в табл. 1. Как следует из приведённых результатов, электрическая прочность неметаллизированной ПЭТФ плёнки превышает электрическую прочность неметаллизированной ПП плёнки в электродной системе "сфера – плоскость". Значение электрической прочности ПЭТФ и ПП металлизированных плёнок снижается, по сравнению с этими же неметаллизированными плёнками, испытанными в условиях малой вероятности попадания технологических дефектов в зоне контакта плёнки с высоковольтным электродом. Причём, как видно из рис. 1, характеристические оценки значений электрической прочности ($E_{63\%}$) для обеих исследованных металлизированных плёнок практически совпадают в пределах погрешности (табл. 1) что, по-видимому, свидетельствует о влиянии дефектов на поверхности плёнки, выявляющих-

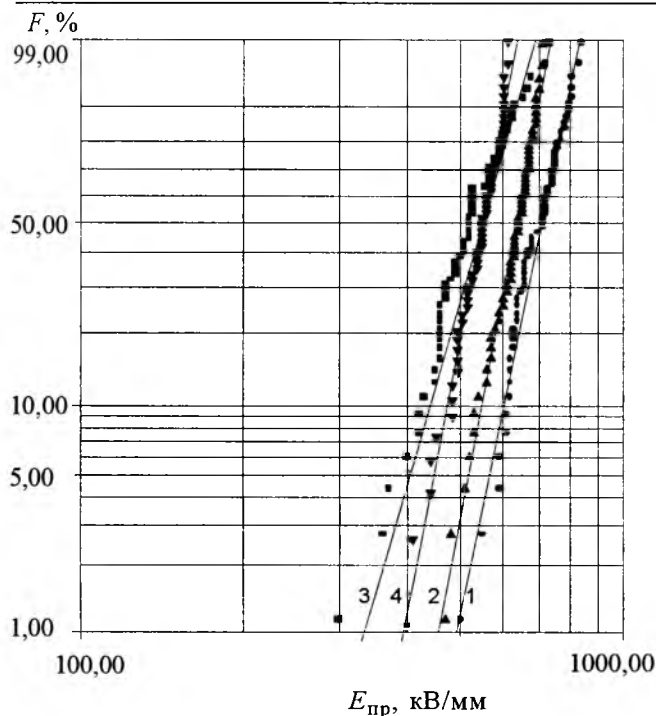


Рис.1. Эмпирические функции распределения $E_{пр}$ на постоянном токе неметаллизированных (1,2) и металлизированных (3,4) ПП (2,4) и ПЭТФ (1,3) плёнок толщиной 10 мкм в атмосфере воздуха

ся при металлизации, на электрическую прочность. Значения электрической прочности металлизированных плёнок, пропитанных растительным маслом, более высоки, по сравнению с непропитанными плёнками и приближаются к значениям $E_{63\%}$ неметаллизированных плёнок (табл.2). Следовательно, пропитка растительным маслом приводит к снижению влияния технологических дефектов на электрическую прочность полимерных плёнок за счёт частичного проникновения в них молекул пропитывающей жидкости. Таким образом, при испытаниях на постоянном токе была установлена идентичность значений электрической прочности исследованных металлизированных ПЭТФ и ПП пленок одинаковой толщины (10 мкм).

На рис.2 приведены графики расчётных зависимостей максимально допустимой удельной энергии ω от напряженности электрического поля для конденсаторных структур на основе металлизированных ПЭТФ и ПП плёнок. Расчет значений максимальной удельной энергии конденсаторных диэлектриков проводился по формуле:

Таблица 1

Эмпирические распределения электрической прочности ПЭТФ и ПП плёнок в атмосфере воздуха

Тип плёнки	Масштабный параметр $E_{63\%}$, кВ/мм			Параметр формы β		
	Нижняя граница	Оценка	Верхняя граница	Нижняя граница	Оценка	Верхняя граница
ПЭТФ неметаллизированная	720	730	740	10,3	11,7	13,2
ПП неметаллизированная	640	650	660	11,2	12,8	14,7
ПЭТВ металлизированная	530	545	555	7,5	8,5	9,5
ПП металлизированная	530	535	545	11,1	12,7	14,6

Таблица 2

Эмпирические распределения электрической прочности ПЭТФ и ПП плёнок, пропитанных рапсовым маслом

Тип плёнки	Масштабный параметр $E_{63\%}$, кВ/мм			Параметр формы β		
	Нижняя граница	Оценка	Верхняя граница	Нижняя граница	Оценка	Верхняя граница
ПЭТФ металлизированная	630	640	650	24,0	28,0	32,0
ПП металлизированная	655	675	690	12,1	16,0	21,2

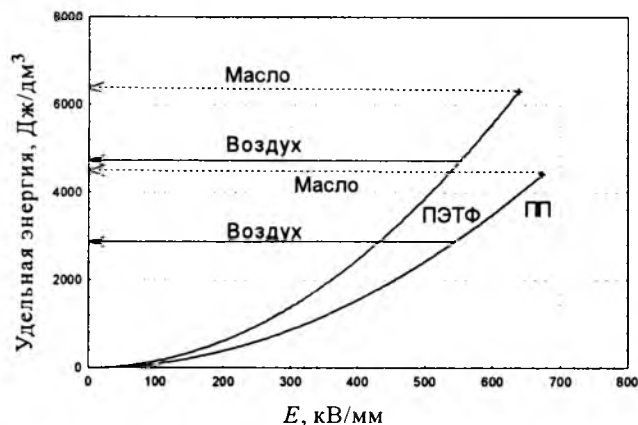


Рис.2. Расчётные зависимости удельной энергии в плёночном конденсаторном диэлектрике от напряжённости электрического поля

$$W_{\max} = \frac{\epsilon_0 \epsilon E_{\max}^2}{2},$$

где ϵ и E_{\max} – соответственно относительная диэлектрическая проницаемость и кратковременная электрическая прочность металлизированных плёнок на постоянном токе.

Стрелками на графиках показаны максимально допустимые значения удельной энергии конденсаторных структур на основе металлизированных ПЭТФ и ПП плёнок, рассчитанные на основании экспериментально определённых значений кратковременной электрической прочности плёнок (табл. 1,2). Конденсаторные диэлектрические структуры на основе ПЭТФ плёнок характеризуются более высокими значениями максимально допустимой удельной энергии по сравнению с конденсаторными структурами на основе ПП плёнок.

Выводы

1. Электрическая прочность на постоянном токе однослойных металлизированных ПЭТФ и ПП образцов малой площади, соизмеримой с площадью индивидуальных конденсаторных сегментов, практически одинакова и её значения находятся в пределах 545 кВ/мм (для не-

пропитанных образцов) и 675 кВ/мм (для пропитанных образцов).

2. Высокие значения электрической прочности исследованных металлизированных плёнок создают возможность разработки современных сегментных металлизированных конденсаторов постоянного тока для допустимой рабочей напряжённости электрического поля в несколько сотен киловольт на миллиметр. При такой рабочей напряжённости расчётное значение максимально допустимой удельной энергии конденсаторного диэлектрика на основе металлизированной ПЭТФ плёнки почти в два раза больше, чем при использовании металлизированной ПП плёнки.

Список литературы

1. Hudis M. Technology evolution in metallized polymeric film capacitors over the past 10 years // CARTS Symp. France, 1996.
2. Sassoulas P.-O. et al. Self-healing breakdown of metallized polypropylene // 2001 IEEE 7th Int. Conf. on Solid Dielect. 2001. P. 275–278.
3. Журавлева Н.М., Андреев А.М., Молодова Л.А., Луцкая Т.В. Выбор пропитывающих жидкостей для высоковольтных металлизированных конденсаторов // Электротехника. 1994. №4. С. 55–58.
4. Андреев А.М., Абрамова Н.А., Журавлева Н.М. Оптимизация плёночной пропитанной изоляции энергоёмких конденсаторов // Электротехника. 1998. №5. С. 1–4.
5. Zheng J.P. Dielectric properties of PVDF films and polymer laminates with PVDF for energy storage applications // Proc. 6th Inter. Conf. on Prop. and Appl. of Dielect. Mater. Xi'an, 2000. P. 423–426.

Андреев Александр Михайлович – профессор электромеханического факультета Санкт-Петербургского государственного политехнического университета (СПбГПУ). В 1972 г. окончил электротехнический факультет Чувашского ГУ. В 2001 г. в СПбГУ защитил докторскую диссертацию, посвящённую исследованию старения конденсаторов с пропитанной плёночной изоляцией.

Хаецкий Владимир Степанович – начальник лаборатории ОАО НИИ Гириконд. В 1977 г. окончил радиофизический факультет Ленинградского политехнического института.

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Ольгерд Владиславович Слежановский

(к 85-летию со дня рождения)

7 июля 2005 г. исполняется 85 лет доктору технических наук, профессору, заслуженному деятелю науки и техники Российской Федерации, почётному академику РАЭН Ольгерду Владиславовичу Слежановскому. Являясь ведущим учёным-электротехником, он многое сделал по формированию научно-производственной отечественной школы электроприводчиков и является признанным её руководителем.

Его научные работы по электроприводу широко известны и высоко ценятся отечественными и зарубежными специалистами.

Профессор О.В.Слежановский является автором более 100 научных работ, опубликованных в ведущих отечественных и зарубежных изданиях, среди которых 6 монографий. Под его научным руководством было защищено 9 кандидатских диссертаций.

О.В.Слежановский имеет ряд изобретений, внедрённых в производство. Практически вся научная деятельность профессора О.В.Слежановского протекала во ВНИИэлектропривод (ныне ОАО "Элек-



тропривод"), где он проработал 40 лет, из которых более 25 лет являясь заместителем директора института по научной работе.

Под руководством и при непосредственном участии О.В.Слежановского выполнен ряд работ, которые определили научно-технический уровень и развитие регулируемых электроприводов постоянного и переменного тока, и также их широкомасштабное внедрение в производство.

Много времени и творческого труда отдавал О.В.Слежановский научно-общественной деятельности. Он

был одним из организаторов и участником отечественных и международных конференций. Более 10 лет О.В.Слежановский являлся членом экспертного совета ВАК. И сейчас продолжает работать в ряде учёных и научно-технических советах. С 1994 г. О.В.Слежановский – заместитель главного редактора журнала "Электротехника". Сегодня журнал "Электротехника" является одним из ведущих в электротехнике, востребован специалистами, сохраняет устойчивое финансово-экономическое положение, в полном объёме переводится в США.

Высокий научный уровень, профессионализм, компетентность О.В.Слежановского вызывают неизменное уважение у специалистов.

О.В.Слежановский – участник Великой Отечественной войны. За заслуги в реализации электротехнической отрасли награждён орденом "Трудового Красного Знамени" и многими медалями.

Профессор О.В.Слежановский встречает свой юбилей полный энтузиазма и активной творческой деятельности.

Редакция, редколлегия журнала «Электротехника», друзья и ученики от всей души поздравляют Ольгерда Владиславовича Слежановского с юбилеем и желают ему здоровья, крепкого духа, неисчерпаемой энергии, творческих успехов и счастья.

1. Объем статьи не должен превышать **12 страниц текста**, отпечатанного на машинке или набранного на компьютере **через 2 интервала** с полями 2-3 см, и иметь **не более 5 рисунков**.

2. В статье должны быть: введение, сформулирована постановка задачи, изложено содержание работы, показана достоверность результатов, приведены выводы, рекомендации и эффективность.

К статье должна быть приложена аннотация (2-3 предложения) на русском и английском языках. Название статьи также следует дать на русском и английском языках.

3. Статья должна сопровождаться письмом автора или организации (если она упоминается) и сведениями об авторах. Необходимо привести фамилии, имена и отчества всех авторов полностью, домашние адреса с почтовыми индексами, номера домашнего и служебного телефонов, место работы, ученое звание и степень, какой факультет, какого вуза и когда закончен, тему диссертации и год ее защиты. Можно приложить фотографии авторов.

Желательно, чтобы число авторов **не превышало пяти**. Фамилии лиц, принимавших участие в работе, можно дать в сноске.

4. Формулы должны быть чётко вписаны от руки или набраны на компьютере (крупно) в отдельные строчки (а не в текст). Прописные (заглавные) буквы подчеркиваются карандашом двумя черточками снизу, а строчные (малые) - двумя черточками сверху. 0 (нуль) и цифра 3 (три) поясняются на полях простым карандашом. Индексы показываются простым карандашом.

5. Таблицы не должны быть громоздкими, все наименования необходимо писать без сокращения слов, за исключением единиц измерения. Численные значения величин в таблице, на рисунках и в тексте статьи должны быть в единицах измерения СИ.

6. Чертежи, графики, диаграммы и т.д. должны быть выполнены чётко. Возможно изготовление рисунков с помощью компьютера. Условные обозначения на самом рисунке должны быть предельно краткими и общеупотребительными. Расшифровка условных обозначений и подписи к рисункам (не громоздкие) даются на отдельном листе.

Фотографии к статье (в двух экземплярах) должны быть отпечатаны на белой матовой бумаге (размером не менее 9×12 см), изображение должно быть контрастным, с хорошо проработанными деталями. **Если фотографии присылаются на дискетах, то разрешение должно быть не менее 300 пикселей на дюйм и размеры фотографии не очень велики.** Все обозначения ставятся на отдельном экземпляре.

7. Список литературы приводится в конце статьи, в порядке последовательности ссылок в тексте. Ссылки на литературу заключаются в квадратные скобки.

Для книг должны быть указаны: фамилия и инициалы всех авторов, название книг, город, издательство, год выпуска. Для журнальной статьи: фамилия и инициалы всех авторов, название статьи, журнала, год издания, номер журнала (том), страницы. Для сборников и продолжающихся изданий: фамилия и инициалы всех авторов конкретной статьи, ее название, название сборника или издания, город, издательство, год, выпуск, страницы.

В список литературы не должны включаться неопубликованные материалы, материалы для служебного пользования, а также малораспространенные издания и материалы, отпечатанные литографическим способом, и т.д.

8. Статью в двух экземплярах следует высылать в редакцию **простой или заказной бандеролью**.

9. К статье желательно приложить дискету с набранным текстом