

ISSN 0013-5860





ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ –
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издаётся с января 1930 года

МЕДАЛЬ
“ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ”



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 ЭЛЕКТРОННИКИ (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., ОРЛОВ Ю.А.,
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор КОЧЕТКОВ В.Д., канд. техн. наук,

БЕЛКИН Г.С., доктор техн. наук, БЕСПАЛОВ В.Я., доктор техн. наук, проф., БРЯНЦЕВ А.М.,

доктор техн. наук, ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., канд. техн. наук, ДОЛКАРТ В.М., доктор техн. наук, ИНЬКОВ Ю.М.,

доктор техн. наук, проф., КОЗЯРУК А.Е., доктор техн. наук, проф., КОПЫЛОВ И.П., доктор техн. наук, проф.,

ЛАЗАРЕВ Г.Б., канд. техн. наук, ЛУРЬЕ А.И., канд. техн. наук, МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У., канд. техн. наук,

МОСКАЛЕНКО В.В., канд. техн. наук, проф., НИКУЛИН А.А., канд. техн. наук, ПАНИБРАТЕЦ А.Н., канд. техн. наук,

РОЗАНОВ Ю.К., доктор техн. наук, проф., СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В., доктор техн. наук, проф. (зам. главного редактора),

ТУБИС Я.Б., канд. техн. наук

Полная версия журнала в формате PDF размещена на сайте Российской универсальной научной электронной библиотеки (РУНЭБ): www.elibrary.ru.

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

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).

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.

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, Главпочтamt, а/я 648.

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (495) 361-95-96
E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина

Научный редактор Л.А. Романова

Редактор З.П. Фёдорова

Компьютерная вёрстка Н.Н. Мерзляков

Сдано в набор 11.02.2010 Подписано в печать 20.04.2010 Формат 60x88 1/8.

Печать офсетная. Печ. л. 8,5 Заказ 74

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный 01330.

Отпечатано в ПЦ МЭИ

111250, Москва, Красноказарменная ул., 13

www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Бубнов А.В., Бубнова Т.А. Способы фазирования электропривода с фазовой синхронизацией

Мазунин В.П., Двойников Д.А. Параметрические ограничения в нелинейных системах управления механизмами с упругостью

УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ, РАСПРЕДЕЛЕНИЯ, ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ И ЗАЩИТЫ

Бурцев Э.Ф., Зайцев В.Н., Рудицкий Р.Ш., Черкасов С.А. Высоковольтные высокочастотные электромагнитные колебания в LC-контурах

ТЯГОВОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Алферов Д.Ф., Будовский А.И., Евсин Д.В., Иванов В.П. Вакуумный контактор постоянного тока для железнодорожного транспорта

Лычагов С.А., Строганов Е.А. Выбор способа регулирования частоты вращения мотор-колеса многоосного колёсного шасси

Гречишников В.А. Расчёт системы тягового электроснабжения метрополитена с учётом частичных токов рекуперации, отдаваемых вагонами типа «Русич»

ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЯ

Алифёров А.И., Бикеев Р.А., Власов Д.С., Горева Л.П., Домаров П.В. Программный комплекс для расчёта индуктивных сопротивлений вторичных токоподводов электротехнологических установок

ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

Фаткуллин С.М., Фризен В.Э., Сарапулов Ф.Н., Идиатулин А.А. Одномерная динамическая модель индукционной тигельной печи

Лупи С., Форзан М., Алифёров А.И., Мелешко А.А. Активное сопротивление индуктора при индукционном нагреве внутренних цилиндрических поверхностей

ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННАЯ ТЕХНИКА

Кононенко А.И., Хохряков А.В. Оценка состояния бумажной электрической изоляции по результатам измерений восстановленного напряжения

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

Сандомирский С.Г. Расчёт допустимой плотности стационарного тока намагничивающей катушки при естественном охлаждении окружающим воздухом

ИСТОЧНИКИ ТОКА

Баюнов В.А., Коликова Г.А. Кривченко Г.В. Относительная стоимость аккумуляторных батарей

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Анатолий Николаевич Панибратец

CONTENTS

ELECTRIC DRIVE

A.V. Bubnov, T.A. Bubnova. Bringing in phase method of the electric drive with phase synchronization 2

V.P. Mazunin, D.A. Dvoynikov. Parametric constraints in nonlinear control systems of mechanisms with elasticity 9

DEVICES FOR CONTROL, DESTRBUTION ELECTRIC ENERGY AND PROTECTION

E.E. Burtsev, V.N. Zaitsev, P.Sh. Ruditskii, S.A. Cherkasov. Low-voltage high frequency electromagnetic oscillations in LC-contours 14

TRACTION EQUIPMENT

D.F. Alferov, A.I. Budovskii, D.V. Evsin, V.P. Ivanov. DC vacuum contactor for the railway transport 20

S.A. Lychagov, E.A. Stroganov. Selection of speed control method of the multiaxis motor-wheel chassis 25

Grechishnikov V.A. Calculation of power supply system taking into account given recuperation current by rolling stock of type "Rusich" 29

ELECTROTECHNOLOGY

A.I. Alifyorov, R.A. Bikeev, D.S. Vlasov, L.P. Goreva, P.V. Domarov. Programming complex for reactance calculation of the technological installation secondary current-conductors 29

ELECTROTHERMICS

S.M. Fatkulin, V.A. Frizen, F.N. Sarapulov, A.A. Idiyatulin. 1-D dynamic model of the pot-type induction furnaces 33

S. Lupy, M. Forzan, A.I. Alifyorov, A.A. Meleshko. Inductor resistance at the induction heating of the internal cylindric surfaces 37

ELECTRIC INSULATION TECHNIQUE

A.I. Kononenko, A.V. Khohryakov. Assessment of the paper insulation state using results of restoring voltage measurements 43

RESEARCHES AND CALCULATIONS

S.G. Sandomirskii. Calculation of admissible steady-state current density in the magnetizing coil having natural surrounding air cooling 47

CURRENT SOURCES

V.V. Bayunov, G.A. Kolikova, G.V. Krivchenko. The relative cost of the storage battery 60

OUR JUBILEERS

Anatolii Nikolaevich Panibratets 63

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Способы фазирования электропривода с фазовой синхронизацией

БУБНОВ А.В., БУБНОВА Т.А.

Рассмотрены вопросы построения фазирующих регуляторов для синхронно-синфазных электроприводов обзорно-поисковых систем. Усовершенствованы наиболее широко применяемые при построении синхронно-синфазных электроприводов способы фазирования с шаговым движением вала электродвигателя и с использованием квазиоптимального по быстродействию фазирующего регулятора.

Ключевые слова: электропривод с фазовой синхронизацией, синхронно-синфазный электропривод, фазирование электропривода, обзорно-поисковая система.

The questions of the construction of the phasing regulators for synchronous-inphase electric drives of surveying-searching systems have been considered in the article. The most widely applicable, when constructing the synchronous-inphase electric drives, methods of phasing with the step-by-step turning up of the electric drive's shaft and with the use of quasioptimal by operation speed phasing regulator have been improved.

Key words: electric drive with phase lock, synchronous-inphase electric drive, phasing of the electric drive, surveying-searching system.

Синхронно-синфазные электроприводы (ССЭ) находят широкое применение при проектировании обзорно-поисковых и сканирующих систем и устройств, в системах технического зрения современных робототехнических комплексов, установках фототелеграфной и видеозаписывающей аппаратуры, копировальных установках, что обусловлено их высокими точностными показателями и

широким диапазоном регулирования угловой скорости.

Основу ССЭ (рис. 1) составляет электропривод с фазовой синхронизацией (ЭПФС), построенный на основе принципа фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [1]. На рис. 1 БЗЧ – блок задания частоты, формирующий задающую частоту $f_{\text{оп}}$ и импульсы угловой привязки $F_{\text{оп}}$; ГВЧ – кварцевый ге-

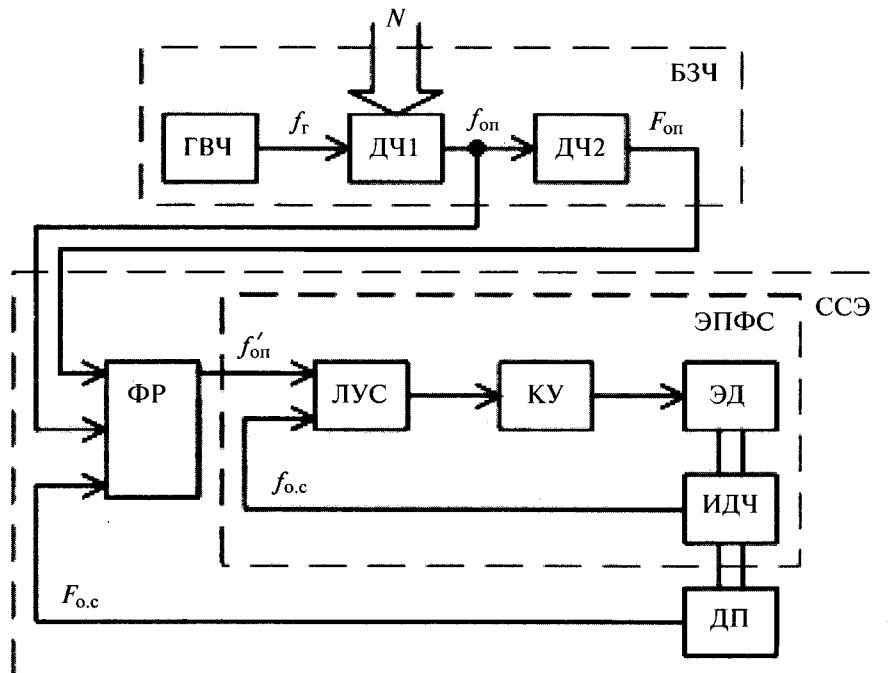


Рис. 1. Структурная схема синхронно-синфазного электропривода

нератор высокой частоты f_r ; ДЧ1 и ДЧ2 – управляемый двоичным кодом N и неуправляемый делители частоты; ФР – фазирующий регулятор; ЛУС – логическое устройство сравнения; КУ – корректирующее устройство; ЭД – электродвигатель; ИДЧ – импульсный датчик частоты вращения, формирующий z импульсов за оборот вала электродвигателя; ДП – датчик положения.

В электроприводе, построенном на основе принципа ФАПЧ обеспечивается синхронный режим работы $f_{o.c} = f_{op}$ и легко реализуется синфазный режим работы, в котором осуществляется начальная установка углового положения вала электродвигателя (фазирование) по специальным импульсам угловой привязки F_{op} [2].

Целью статьи является разработка способов фазирования ССЭ с улучшенными динамическими показателями. Работа выполнена в рамках гранта РФФИ № 08-08-00372-а.

Система синхронно-синфазных электроприводов (рис. 2) представляет собой совокупность блока задания частоты и одного или нескольких синхронно-синфазных электроприводов (ССЭ1, ССЭ2, ...), связанных с БЗЧ только односторонними каналами связи.

Синхронность вращения электроприводов обеспечивается путём подачи на них одного и того же задающего сигнала f_{op} , определяемого кодом задания N , однако синфазность вращения в такой системе не обеспечивается автоматически, что обусловлено многозначной нелинейной характеристикой импульсного частотно-фазового дискриминатора

(ИЧФД), составляющего основу логического устройства сравнения [1, 3].

Установившееся угловое рассогласование $\Delta\alpha$ двух ведомых синхронно-синфазных электроприводов после их синхронизации определяется соотношением

$$\Delta\alpha = \varphi_0 n + \Delta\alpha_1 - \Delta\alpha_2, \quad (1)$$

где $n=0,1,2,\dots,z-1$; $\Delta\alpha_1$ и $\Delta\alpha_2$ – ошибки регулирования угла соответственно первого и второго электроприводов.

Первое слагаемое в (1) – угловое рассогласование двух электроприводов в синхронном режиме работы, обусловленное наличием z линейных зон ИЧФД (ошибка отсутствует только при $z=1$). Доворот каждого ведомого вала на целое число делений ИДЧ для устранения этой составляющей угловой ошибки соответствует начальной установке углового положения вала ЭД.

Второе и третье слагаемые – статические ошибки регулирования электроприводов в синфазном режиме их работы. Уменьшение ошибок $\Delta\alpha_1$, $\Delta\alpha_2$ соответствует точному фазированию и обеспечивается путём соответствующего выбора структуры и параметров систем управления и узлов электроприводов. Следует отметить, что при проектировании прецизионных ССЭ используются ИДЧ с высоким разрешением (дискретность ИДЧ заведомо меньше требуемого значения максимальной несинфазности), в этом случае потребность в операции точного фазирования отсутствует.

Для начальной установки углового положения вала ЭД электропривод снабжается датчиком положения ротора ЭД, формирующим равномерно распределённое количество импульсов $F_{o.c}$ за оборот вала ЭД (равное числу граней используемого в узле развертки обзорно-поисковых систем полигонального зеркала).

Задача перехода в синфазный режим работы ССЭ решается с помощью ФР (см. рис. 1), формирующего управляющие сигналы для ЭПФС таким образом, чтобы осуществить доворот вала ЭД и, соответственно, добиться одновременного прихода импульсов F_{op} и $F_{o.c}$. В результате обеспечиваются синхронность вращения каждого исполнительного ЭД и отсутствие ошибки взаимного углового положения их валов.

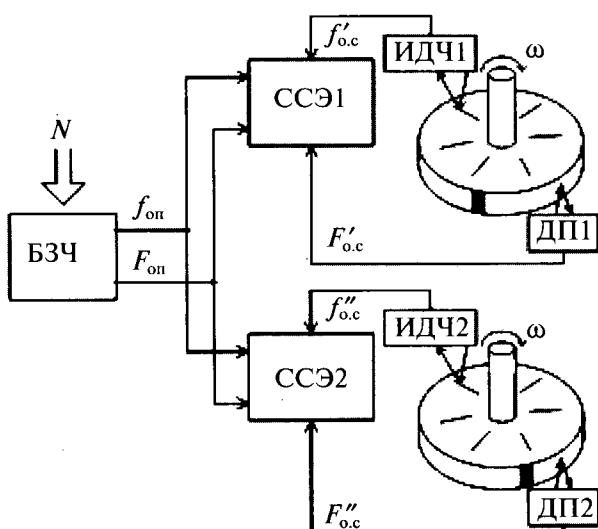


Рис. 2. Система синхронно-синфазных электроприводов

На фазовой плоскости теоретически оптимальные траектории движения ССЭ к синхронно-синфазному режиму [4, 5] (отсутствие установившихся ошибок по угловой скорости и углу $\Delta\omega=0$, $\Delta\alpha=0$) представляют участки движения вала ЭД с постоянным предельно допустимым ускорением ε_m , знак которого зависит от текущих значений отклонений по углу и частоте вращения:

$$\varepsilon = \varepsilon_m \operatorname{sign}\left(\Delta\alpha + \frac{\Delta\omega|\Delta\omega|}{2\varepsilon_m}\right),$$

Наличие на оси абсцисс фазовой плоскости целого ряда точек, которым соответствует синхронно-синфазный режим работы, определяет более сложный вид линий переключения:

$$\Delta\alpha = -\Delta\omega|\Delta\omega|/(2\varepsilon_m) + 2\pi n,$$

где $n=0,1,2,\dots$

Техническая реализация оптимального управления оказывается весьма сложной, так как формирование перестраиваемой в зависимости от начальных условий линии переключения требует измерения и сложного преобразования текущих значений отклонений по частоте вращения в «большом».

Обычно реализуется алгоритм последовательной стыковки во времени процессов синхронизации и фазирования. Быстродействие такого способа фазирования может быть получено близким к оптимальному вследствие релейного алгоритма управления (по отклонению частоты вращения от заданной) в режимах насыщения ЛУС.

Известные способы фазирования можно разделить на несколько групп: способ пошагового доворота вала ЭД [6], способ фазирования с постоянной скоростью доворота вала ЭД [7], способ фазирования с пропорциональной угловой ошибке скоростью доворота вала ЭД [8], способы фазирования с оптимальным [9] и квазиоптимальным по быстродействию регулированием [10, 11]. В [2] показана целесообразность использования в ССЭ двух из перечисленных способов фазирования: пошагового доворота вала ЭД и квазиоптимального по быстродействию фазирования.

Первый способ имеет невысокое быстродействие, но наиболее прост в реализации и может использоваться в системах ССЭ с ред-

кой перестройкой заданной угловой скорости ω_3 , например в системах покадрового сканирования. В этом случае режим фазирования реализуется один раз при пуске электропривода и длительность времени фазирования не играет большой роли.

В системах ССЭ с периодической перестройкой заданной угловой скорости ω_3 за время фазирования происходит значительная потеря информации в обзорно-поисковой системе, следовательно, длительность переходных процессов в режиме фазирования необходимо сводить к минимуму. В этом случае целесообразно использовать способ квазиоптимального по быстродействию фазирования.

Способ пошагового доворота вала ЭД заключается во введении в режиме фазирования низкочастотных возмущающих импульсов f_d непосредственно в каналы импульсных частотных сигналов $f_{\text{оп}}$ или $f_{\text{o.c.}}$. В качестве импульсов частоты f_d могут использоваться импульсы частоты $F_{\text{o.c.}}$, синхронизированные с частотой $f_{\text{o.c.}}$ [6].

При попадании (в синхронном режиме работы ЭПФС) возмущающего импульса частоты f_d на вход ЛУС последнее переходит в режим насыщения, и начинается процесс торможения (разгона) до момента прихода двух импульсов частоты $f_{\text{оп}}$ ($f_{\text{o.c.}}$) между двумя соседними импульсами частоты $f_{\text{o.c.}}$ ($f_{\text{оп}}$). В этот момент осуществляется разблокировка ЛУС в режим фазового сравнения, и электропривод переходит в режим синхронизации. Один цикл работы соответствует довороту ведомого вала на угол $\varphi_0=2\pi/z$ между двумя метками ИДЧ. Далее процесс поступления импульсов частоты $F_{\text{o.c.}}$ на вход ЛУС повторяется до тех пор, пока не будет отработано начальное фазовое рассогласование $\Delta\alpha_{\phi 0}$ импульсов частот $F_{\text{оп}}$ и $F_{\text{o.c.}}$.

Для уменьшения времени фазирования в пошаговом режиме предлагается [12] определять знак угловой ошибки $\Delta\alpha_{\phi 0}$ и соответственно ему вводить возмущающие импульсы в каналы задания или обратной связи (рис. 3, а, где ИВИ – источник возмущающих импульсов, формирующий импульсы частоты f_d ; БОУР – блок определения углового рассогласования $\Delta\alpha$ валов ЭД; СМ – смеситель основных $f_{\text{оп}}$, $f_{\text{o.c.}}$ и дополнительной f_d частот; БИС – блок индикации синхронизации; БИД – блок импульсных датчиков).

Разделение режимов синхронизации и фазирования осуществляется с помощью БИС, разрешающего формирование импульсов $f_d = F_{o.c}$ на выходе ИВИ. Знак начальной угловой ошибки $\Delta\alpha_{\phi 0}$ определяется в БОУР в момент прихода импульса частоты $F_{o.c}$ как значение старшего разряда счётчика импульсов, осуществляющего подсчёт количества импульсов f_{op} после прихода импульса F_{op} . В зависимости от знака ошибки (сигнал Φ) в режиме фазирования дополнительные импульсы f_d с выхода ИВИ проходят через СМ в каналы задания или обратной связи, определяя поворот вала ЭД в направлении кратчайшего пути отработки ошибки $\Delta\alpha_{\phi 0}$.

Надёжный переход электропривода в синфазный режим работы обеспечивается в том случае, если после отработки каждого возмущающего импульса происходит полная синхронизация электропривода. При невыполнении этого условия за время фазирования (к моменту совпадения во времени импульсов частот F_{op} и $F_{o.c}$) в электроприводе может накопиться значительная скоростная ошибка $\Delta\omega_c > \Delta\omega_r$, (где $\Delta\omega_r = \sqrt{2\varphi_0\varepsilon_m}$ [2]), которая не может быть отработана в линейной зоне ($-\varphi_0/2 < \Delta\alpha < \varphi_0/2$) работы ЛУС. В результате процесс фазирования продолжится.

Для устранения зависимости частоты следования возмущающих импульсов f_d от час-

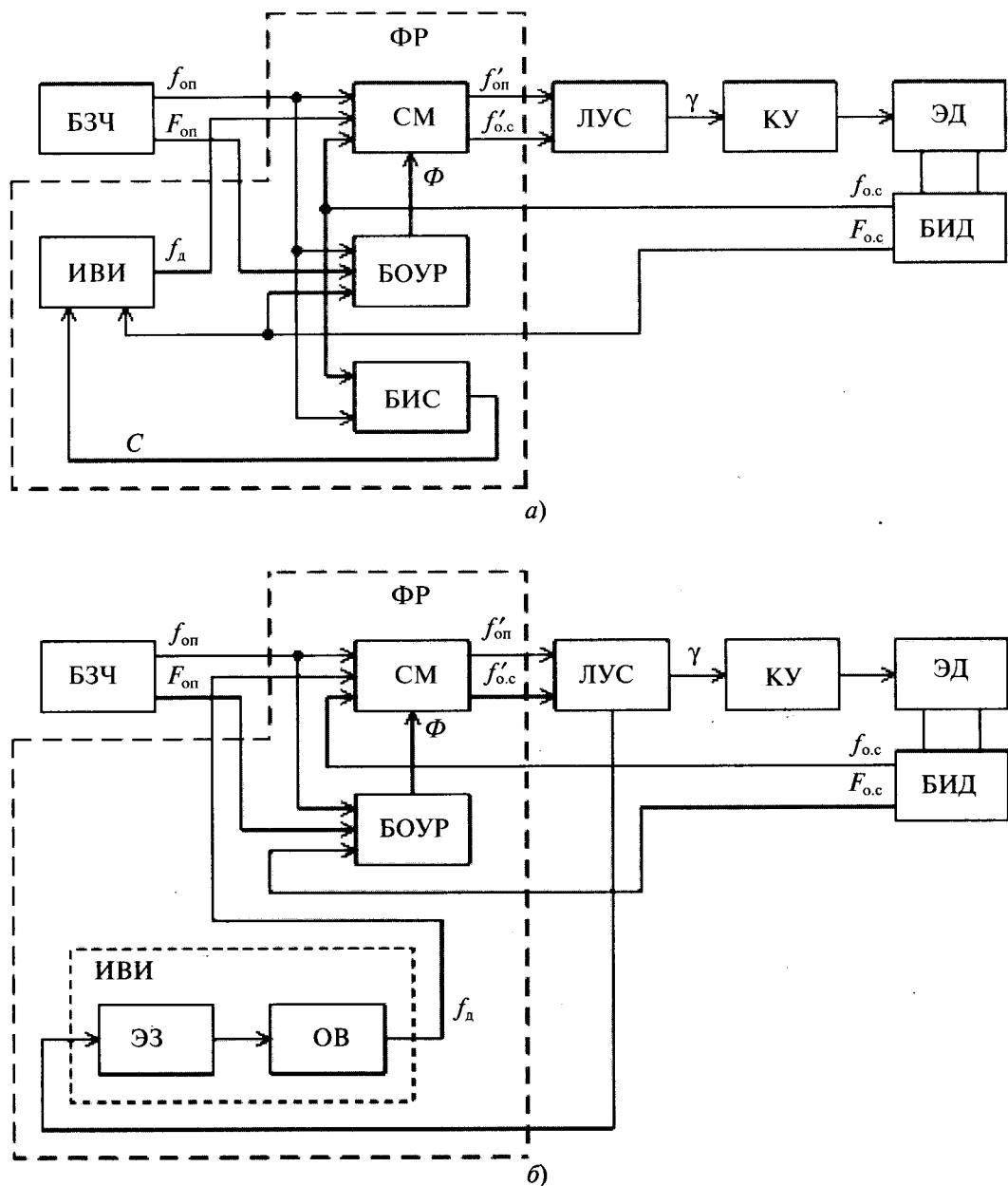


Рис. 3. Функциональные схемы синхронно-синфазного электропривода с пошаговым поворотом вала электродвигателя

тоты вращения ЭД (при $f_d = F_{o.c}$) и сокращение времени фазирования предлагается усовершенствованный способ пошагового доворота вала ЭД (рис. 3,б, где ЭЗ – элемент задержки; ОВ – одновибратор) [13]. Отличительной особенностью данного способа является формирование возмущающих импульсов f_d на выходе ОВ с задержкой τ_3 (которая выбирается равной времени синхронизации электропривода и задаётся ЭЗ) после перехода ЛУС в пропорциональный режим работы. Сигнал P (индикатор пропорционального режима работы ЭПФС) может быть получен непосредственно с выхода ЛУС [14], в связи с чем исчезает необходимость использования блока БИС.

В предлагаемом техническом решении стабильная работа электропривода может быть обеспечена даже в том случае, если его полная синхронизация после каждого цикла работы не обеспечивается, т.е. τ_3 выбирается несколько меньше времени синхронизации. Проведённые расчёты и моделирование ССЭ на ЭВМ показывают, что предлагаемое усовершенствование способа пошагового доворота вала ЭД позволяет в 1,4–2 раза сократить время фазирования [13], сохранив простоту схемы и надёжность работы фазирующего регулятора.

Оптимальное по быстродействию фазирование имеет сложную практическую реализацию [9], в результате более широкое применение нашёл способ квазиоптимального по быстродействию фазирования [11]. Алгоритм работы квазиоптимального регулятора на интервале фазирования сводится к заданию движения вала ЭД с постоянным ускорением $\varepsilon_f < \varepsilon_m$ и изменению знака ускорения вала ε_f в момент отработки половины начальной угловой ошибки фазирования $\Delta\alpha_{f0}$, сформировавшейся после синхронизации электропривода. Для сохранения синхронного режима работы при отработке линейно нарастающего частотного сигнала накладывается ограничение на скорость нарастания задающей частоты ω_3 [2]:

$$|d\omega_3/dt| \leq (\varepsilon_m - \varepsilon_h)(1-r), \quad (2)$$

где r – коэффициент, учитывающий перерегулирование угловой ошибки в ЭПФС в переходных режимах.

Условие (2) ограничивает не только диапазон изменения фазовой ошибки в пределах $\pm\varphi_0/2$, но и амплитуду тока в фазах ЭД на уровне, близком к максимально допустимому (при достаточно эффективной коррекции, т.е. при $r < < 1$). При выполнении этого условия и задании одинакового значения $|d\omega_3/dt|$ при разгоне и торможении ЭД в режиме фазирования обеспечивается независимость ускорения электропривода от значения момента нагрузки, т.е. $|d\omega/dt| = |d\omega_3/dt|$.

Предлагаемая функциональная схема электропривода с квазиоптимальным ФР [15] приведена на рис. 4,а, где БР – блок регулирования; БП – блок памяти; БЗ – блок запуска; УС – устройство сравнения; БФУС – блок формирования управляющих сигналов Р (разгон), Т (торможение) и Ф; ФАПЧ – блок фазовой автоподстройки частоты; УК – управляемый ключ; ЭПФС – электропривод с фазовой синхронизацией.

В зависимости от знака начальной угловой ошибки $\Delta\alpha_{f0}$, определяемой в БОУР, БР формирует сигналы Р или Т, управляющие через ИВИ соответственно разгоном или торможением электропривода с ускорением ε_f . Исключение влияния контура фазирования на работу электропривода в установившемся синхронно-синфазном режиме обеспечивается наличием в БОУР зоны нечувствительности в пределах $|\Delta\alpha_{f0}| < \varphi_0/2$.

Для устранения нарушений алгоритма работы ФР предлагается осуществлять установку низких уровней сигналов Р, Т и Ф по сигналу P' [16] (рис. 4,б), соответствующему синхронному режиму работы контура ФАПЧ. В этом случае после отработки половины начальной угловой ошибки по сигналу с УС устанавливаются низкие уровни сигналов Р и Т, и контур ФАПЧ самостоятельно отрабатывает накопившуюся скоростную ошибку. После синхронизации контура ФАПЧ происходит установка низкого уровня сигнала Ф, и ЭПФС подключается к БЗЧ с практически нулевыми начальными условиями по $\Delta\omega$ и $\Delta\alpha$.

При неполной отработке начального углового рассогласования (при наличии u_{cm} интегратора напряжения в ФАПЧ), процесс фазирования повторяется. Проведённые расчёты [16] показывают, что при дополнительном цикле фазирования относительное

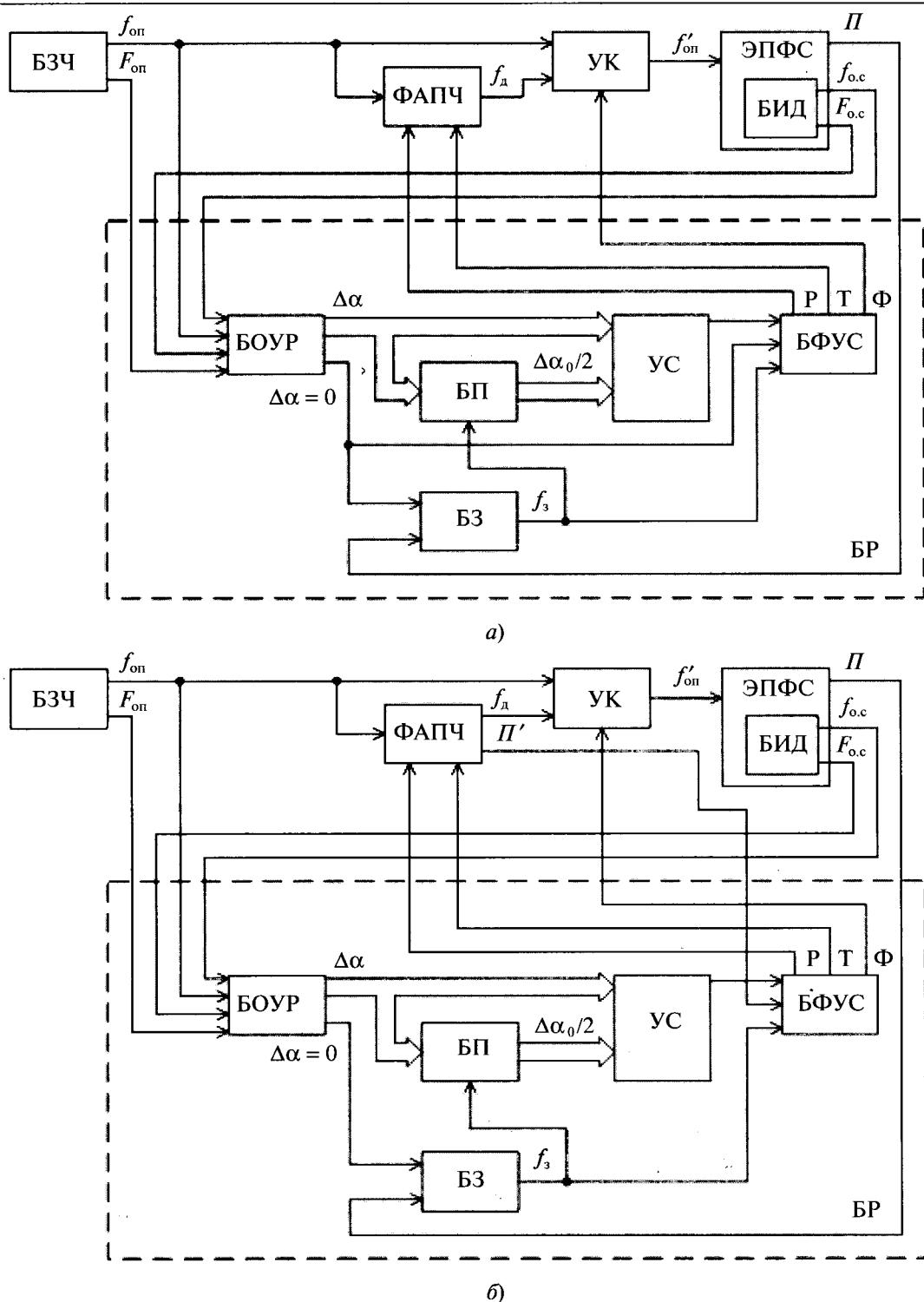


Рис. 4. Функциональная схема синхронно-синфазного электропривода с квазиоптимальным по быстродействию фазирующим регулятором

увеличение времени фазирования не превышает 11%.

Предложенные способы фазирования синхронно-синфазных электроприводов позволяют повысить быстродействие при сохранении высоких показателей точности и функциональной надёжности и могут быть ис-

пользованы при проектировании ССЭ для обзорно-поисковых систем.

Список литературы

1. Трахтенберг Р.М. Импульсные астатические системы электропривода с дискретным управлением. М.: Энергоиздат, 1982.

2. Бубнов А.В. Вопросы теории и проектирования прецизионных синхронно-синфазных электроприводов постоянного тока. Омск: Редакция журнала «Омский научный вестник», 2005.
3. Бубнов А.В. Математическая модель логического устройства сравнения для электропривода с фазовой синхронизацией // Электричество. 2005. №5. С.27–31.
4. Сутормин А.М., Кавко В.Г. Оптимизация процесса фазирования бесконтактного двигателя постоянного тока по быстродействию // Исследование специальных электрических машин и машинно-вентильных систем. Томск, 1984. С. 63–67.
5. Бубнов А.В., Емашов В.А., Катрич П.А., Митяев А.Н. Сравнительный анализ способов фазирования синхронно-синфазных электроприводов по быстродействию // Динамика систем, механизмов и машин: Матер. VII Междунар. науч.-техн. конф. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2009. Кн. 1. С. 121–125.
6. А.с. 921012 СССР, МКИ³ Н02 Р 5/06. Устройство для стабилизации скорости и фазы вращения ротора электродвигателя постоянного тока / А.А. Дубенский, В.П. Дроганов, Н.А. Иванов.
7. А.с. 1040584 СССР, МКИ³ Н02 Р 5/46. Устройство для согласования углового положения синхронно вращающихся валов электродвигателей / Вл. В. Андрушук, Вас. В. Андрушук.
8. А.с. 902189 СССР, МКИ³ Н02 Р 5/50. Устройство для согласования углового положения синхронно вращающихся валов электродвигателей / Вл. В. Андрушук, Вас. В. Андрушук.
9. А.с. 1272444 СССР, МКИ⁴ Н02 Р 5/06. Способ фазирования вращающегося вала электродвигателя / А. М. Сутормин.
10. А.с. 1100700 СССР, МКИ³ Н02 Р 5/50. Устройство для согласования углового положения синхронно вращающихся валов электродвигателей постоянного тока / А.М. Сутормин, Б.М. Ямановский, В.Н. Зажирко и др.
11. А.с. 1106000 СССР, МКИ³ Н02 Р 5/06. Способ фазирования вращающегося вала электродвигателя / А.М. Сутормин, Б. М. Ямановский, В. Н. Зажирко, В. Г. Кавко.
12. А.с. 1591172 СССР, МКИ⁵ Н02 Р 5/50, 5/06. Синхронно-синфазный электропривод / А.В. Бубнов, В.Г. Кавко, А.М. Сутормин и др.
13. Бубнов А.В., Катрич П. А. Способ фазирования систем синхронно-синфазных приводов // Омский научный вестник. 2006. №8. С.117–120.
14. А.с. 1589373 СССР, МКИ⁵ Н03 Д 13/00. Частотно-фазовый дискриминатор / А.В. Бубнов, В.Г. Кавко, А.М. Сутормин.
15. А.с. 1612368 СССР, МКИ⁵ Н02 Р 5/50, 5/06. Устройство для согласования углового положения синхронно вращающихся валов электродвигателей постоянного тока / А.М. Сутормин, В.Г. Кавко, А.В. Бубнов и др.
16. Бубнов А.В. Эффективный способ фазирования систем синхронно-синфазных электроприводов // Омский научный вестник. 2005. № 4. С. 142–147.

Бубнов Алексей Владимирович – профессор кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий» Омского ГТУ, доктор техн. наук, доцент. Окончил факультет автоматики и телемеханики Омского института инженеров железнодорожного транспорта в 1978 г. Защитил докторскую диссертацию по теме «Прецизионные системы синхронно-синфазного электропривода постоянного тока: теория и проектирование» в 2006 г.

Бубнова Татьяна Алексеевна – аспирантка кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий» Омского ГТУ. Окончила Энергетический институт Омского ГТУ в 2007 г.

Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и вузов

Журнал «Электротехника» может опубликовать на договорных условиях:

Рекламу изделий отечественных предприятий и зарубежных фирм в области энергетики, электротехники, электроники, автоматики.

Объявления о научных конференциях, симпозиумах, семинарах и т.д.

Информацию, соответствующую тематике журнала.

Справки по тел.: (495) 361 95 96

Параметрические ограничения в нелинейных системах управления механизмами с упругостью

МАЗУНИН В.П., ДВОЙНИКОВ Д.А.

Рассмотрена задача определения параметрических ограничений при демпфировании колебаний в нелинейных системах управления механизмами с упругостью. Для этого использован аналитический способ выбора корней характеристического полинома замкнутой системы 4- и 5-го порядков. Даны оценка влияния параметрических ограничений на приближение переходных процессов в электроприводе к оптимальным по быстродействию. Выводы подтверждены результатами моделирования.

Ключевые слова: нелинейные системы управления, параметрические ограничения, электропривод, упругость, демпфирование.

The problem of definition of parametrical limitations is considered at dampening of the oscillations in nonlinear control systems of mechanisms with elasticity. The analytical way of a choice of roots of a characteristic polynom of the closed system of 4th and 5th order is for this purpose used. The estimation of influence of parametrical limitations on approach of transients in the electric drive to optimum on speed is given. Conclusions are confirmed by results of modelling.

Key words: nonlinear control systems, parametrical limitations, the electric drive, elasticity, dampening.

Системы управления для широкодиапазонных электроприводов создаются на базе современных технических средств, имеют единую многоконтурную структуру, нелинейные звенья и ограничения координат на максимальном уровне для повышения быстродействия. Признаками структуры являются интегральная связь между управляемыми (регулируемыми) координатами объекта, жёсткие отрицательные обратные связи по каждой координате. При регулировании (в малом) синтез большинства систем выполняется на основе качественных показателей переходных функций, соответствующих квадратичному критерию оптимальности, например фильтра Баттервортта Р, для достижения максимального быстродействия в диапазоне до ограничений. При управлении (в большом) с ограничениями координат оптимизация переходных процессов по быстродействию исследуется на основе принципа максимума Л.С. Понtryгина с использованием методов прогнозирования. В настоящее время подчёркивается актуальность физически реализуемого быстродействия: наряду с математическим представлением о предельном быстродействии возросла роль обоснований достижимого приближения к нему в реальных системах с инерционностью, конечными мощностью, прочностью, энергоёмкостью. Это соответствует предложенной акад.

А.А. Красовским концепции «физической теории управления» как направления дальнейшего развития теории автоматического управления с целью создания физически оптимальных систем.

Исследования физически оптимальных по быстродействию систем с указанной структурой [1] привели к обоснованию для них нелинейной математически оптимальной (эталонной) модели системы любого порядка с предельными ограничениями по всем координатам с математическим моделированием процессов. Необходимые переключения управляющего воздействия выполняются при условии: в точке переключения равны нулю 2-я и все высшие производные управляемой координаты при любом уровне её задания, прогноз сведён к решению системы алгебраических уравнений.

В реальных системах управление скачками высшей производной невозможно из-за приближённого описания объекта, инерционности внутренних контуров. Для их оптимизации на основе эталонной модели разработана физически реализуемая нелинейная базовая модель (НБМ), для которой использовано распределение совокупности ограничений на физические (амплитудные пределы), параметрические (инерция), энергетические (затраты энергии на переходные процессы). Возможности оптимизации по быстродейств-

вию в реальных системах можно рассматривать как варианты реализации звеньев управления в НБМ соответствующего порядка. В области больших рассогласований (заданий) характеристики звеньев управления в НБМ зависят в основном от значений и сочетаний физических ограничений. При малых рассогласованиях определяющими являются параметрические ограничения (инерция) в форме линейной аппроксимации этих характеристик, симметричных относительно нуля по аналогии с системами регулирования. Снижение затрат энергии зависит от распределения интервалов движения и уровней физических ограничений.

Параметрические ограничения определяются в основном внутренним, линейным, контуром НБМ с одним физическим ограничением 1-й производной. Их значение во многом зависит от точности описания объекта электропривода (двигателя с механизмом) и степени компенсации его инерции, запаса устойчивости, регламентирующей эквивалентную постоянную инерции внутреннего контура. Так, в [1] и др. механизм представлен одним инерционным звеном, что является первым приближением его описания. При общем подходе актуально учитывать упругость передаточных звеньев и как минимум две инерционные врачающиеся массы, из-за чего в объекте при управлении возникают упругие колебания. Ниже рассмотрена задача эффективного демпфирования механических колебаний средствами системы и влияния их на реализацию функций НБМ.

Демпфирование колебаний неоднократно рассматривалось при синтезе систем регулирования [2,3]. Использование метода частотных характеристик разомкнутых систем предпринималось в трудах Борцова Ю.А. для выбора параметров регулятора скорости. В разработках последнего времени [3] предпочтительным является аналитический метод

выбора корней характеристического полинома замкнутых систем с получением расчётной формулы для регулятора скорости с внутренним контуром тока (системы 4-го порядка). Аналитический метод основан на положении, которое сформулировал акад. Л.И. Мандельштам: наибольшее демпфирование достигается, если характеристический полином этой замкнутой имеет две пары равных корней с собственной частотой, максимально приближенной к частоте колебаний механизма. Однако для НБМ однозначно эта методика не может быть применена, так как из-за внутреннего контура ускорения в ней повышается порядок системы, необходима параметрическая аппроксимация. Снижается быстродействие, поскольку регулятор скорости утрачивает функции звена управления, возрастает параметрическое ограничение.

Ниже приведены результаты исследования особенностей реализации НБМ и уточнения в ней параметрических ограничений при наличии обратной связи по ускорению (динамическому моменту) в контуре, внутреннем по отношению к контуру скорости.

Для области параметрических ограничений структура системы является линейной (с постоянными коэффициентами) и приведена на рис. 1.

Приняты следующие обозначения относительных величин: v_3 , v_1 , v_2 – задание скорости, скорость первой и второй масс; m_d , m_y , m_c – динамический, упругий и статический моменты; $k_{p,y}$, $k_{p,c}$ – коэффициенты усиления регуляторов скорости, ускорения; T_e – эквивалентная некомпенсируемая постоянная инерции в контуре ускорения; T_c , T_{m1} , T_{m2} – постоянные (времени) упругого звена, первой и второй масс.

Связь относительных и абсолютных величин имеет вид:

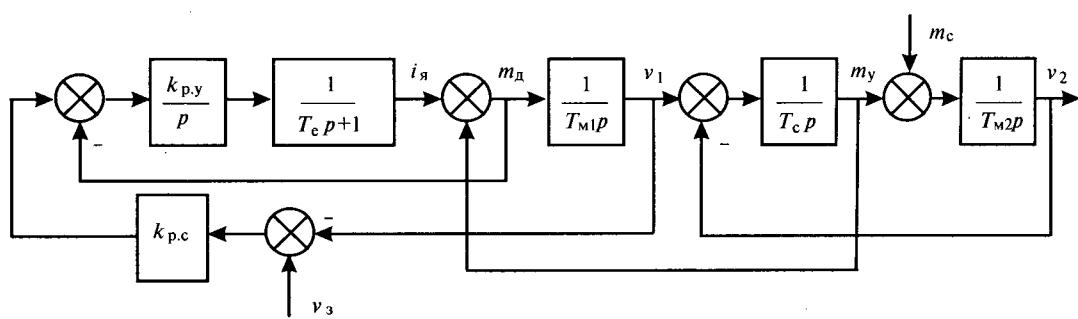


Рис. 1. Система регулирования скорости механизма с упругим звеном

$$i_{\text{я}} = \frac{I_{\text{я}}}{I_{\text{н}}}; \quad m_y = i_y = \frac{M_y}{M_{\text{н}}}; \quad m_c = \frac{M_c}{M_{\text{н}}};$$

$$\nu = \frac{\omega}{\omega_{\text{н}}}; \quad \rho = \frac{R_{\text{я}}}{R_{\text{н}}}.$$

За базовые величины приняты паспортные данные двигателя: $\omega_{\text{н}}$ – номинальная скорость; $I_{\text{я}}$ – номинальный ток якоря; $M_{\text{н}}$ – номинальный крутящий момент; базовое время $T_0 = 1$ с.

Через базовые величины вычислены C_{12} , $T_{\text{м}1}$, $T_{\text{м}2}$, T_c , $R_{\text{н}}$:

$$T_{\text{м}1} = \frac{\omega_{\text{н}} \rho J_1}{M_{\text{н}}}; \quad T_{\text{м}2} = \frac{\omega_{\text{н}} \rho J_2}{M_{\text{н}}};$$

$$T_c = \left(\frac{C_{12} \omega_{\text{н}} \rho}{M_{\text{н}}} \right)^{-1}; \quad R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}},$$

где J_1 – момент инерции; J_2 – приведённый к валу двигателя момент инерции механизма; C_{12} – жёсткость механической передачи между двигателем и механизмом.

В соответствии с функциями НБМ система по рис.1 может находиться в двух состояниях: двухконтурная (рис.1); одноконтурная (регулятор скорости – на ограничении, контур скорости разомкнут).

Рассмотрим только внутренний контур, образованный с помощью регулятора ускорения $k_{\text{p.y}}$, в котором демпфирование можно исследовать по известной методике [3]. Анализируем передаточную функцию замкнутого контура по упругому моменту

$$W_c(p) = \frac{m_y(p)}{m_c(p)} = \frac{\frac{T_0}{k_{\text{p.y}}} T_e p^2 + \frac{T_0}{k_{\text{p.y}}} p + 1}{Q_y(p)},$$

в ней $Q_y(p)$ – характеристический полином,

$$Q_y(p) = \gamma \frac{T_0}{k_{\text{p.y}}} T_e T_y^2 p^4 + \gamma \frac{T_0}{k_{\text{p.y}}} T_y^2 p^3 +$$

$$+ \gamma \left(\frac{T_0}{k_{\text{p.y}}} T_e + T_y^2 \right) p^2 + \gamma \frac{T_0}{k_{\text{p.y}}} p + 1, \quad (1)$$

где $T_y = \sqrt{\frac{T_{\text{м}1} T_{\text{м}2} T_c}{T_m}}$ – постоянная времени упругих колебаний; $T_m = T_{\text{м}1} + T_{\text{м}2}$ – суммарная

механическая постоянная времени привода:
 $\gamma = \frac{T_{\text{м}1} + T_{\text{м}2}}{T_{\text{м}1}}$ – коэффициент соотношения масс.

Требуется привести полином (1) к следующему виду:

$$(a_0 p^2 + a_1 p + 1)^2 = Q_y(p). \quad (2)$$

Решая совместно (1) и (2), получаем расчётные формулы для контура ускорения:

$$T_e = \frac{T_y}{2\sqrt{\gamma-1}}; \quad k_{\text{p.y}} = \frac{\gamma T_0}{2\sqrt{\gamma-1} T_y};$$

$$a_0 = T_y^2; \quad a_1 = T_y \sqrt{(\gamma-1)}. \quad (3)$$

Опираясь на выводы [3], можно отметить, что при выборе параметров контура ускорения по (3) обеспечивается максимально возможное демпфирование колебаний.

Теперь внутренний линейный контур ускорения (с одним ограничением на выходе его регулятора) регламентирует параметрические ограничения согласно (3), а контур скорости свободен для реализации нелинейной характеристики управления.

Наличие состояния системы с двумя контурами открывает возможности улучшения демпфирования с одновременным уточнением параметрических ограничений.

Рассмотрим замкнутую двухконтурную систему в области параметрического ограничения. Её передаточная функция по упругому моменту

$$W_c(p) = \frac{m_y(p)}{m_c(p)} =$$

$$= \frac{\frac{T_{\text{м}1} T_0}{k_{\text{p.y}} k_{\text{p.c}}} T_e p^3 + \frac{T_{\text{м}1} T_0}{k_{\text{p.y}} k_{\text{p.c}}} p^2 + \frac{T_{\text{м}1}}{k_{\text{p.c}}} p + 1}{Q_c(p)}.$$

В формуле характеристический полином является полиномом 5-го порядка:

$$Q_c(p) = \gamma \frac{T_{\text{м}1} T_0}{k_{\text{p.c}} k_{\text{p.y}}} T_e T_y^2 p^5 + \gamma \frac{T_{\text{м}1} T_0}{k_{\text{p.c}} k_{\text{p.y}}} T_y^2 p^4 +$$

$$+ \gamma \frac{T_{\text{м}1}}{k_{\text{p.c}}} \left(\frac{T_0}{k_{\text{p.y}}} T_e + T_y^2 \right) p^3 +$$

$$+\gamma\left(\frac{T_{m1}T_0}{k_{p.c}k_{p.y}}+T_y^2\right)p^2+\frac{T_{m1}}{k_{p.c}}p+1. \quad (4)$$

Необходимо привести $Q_c(p)$ к следующему виду:

$$Q_c(p)=(cT_y p + 1)(aT_y^2 p^2 + bT_y p + 1)^2. \quad (5)$$

Решая совместно (4) и (5), получаем формулы для определения γ , T_e , $k_{p.y}$, $k_{p.c}$ в двухконтурной системе:

$$\gamma = b^2 + 2bc(1-a) + a(2-a); \quad T_e = \frac{ac}{a+2cb}T_y; \quad (6)$$

$$k_{p.y} = \frac{\gamma T_0}{\left(\frac{b^2 + 2cb + 2a}{\gamma(2b+c)} - \frac{1}{2b+c}\right)T_y}; \quad k_{p.c} = \frac{T_{m1}}{(c+2b)T_y}.$$

Одновременно определяем, что a , b , c связаны между собой уравнением:

$$b^2 - 2bc(a-1) + (a-1)(a+c^2) = 0. \quad (7)$$

Решение сводится к определению параметров полинома (5) из (7) и далее к вычислению параметров системы по (6). Решение (7) возможно численным методом: принимая в (7) одну из переменных независимой, получим совокупность значений всех параметров. Итоги вычислений представлены на рис.2 в виде пространственной поверхности в области значимых величин ($a \geq 0$, $b \geq 0$, $c \geq 0$), что иллюстрирует непрерывность зависимо-

стей, отсутствие предельных переходов в них.

Наилучшим можно считать демпфирование в системе с характеристическим полиномом, в котором все постоянные (или собственные частоты) совпадают, иначе говоря, при $a=c^2$. Выбор равных постоянных обоснован в [4] с помощью алгебраического критерия качества переходных функций в замкнутой сложной системе с характеристическим полиномом вида (5). На рис.2 приведена пространственная кривая A единственных решений на полученной поверхности по этому условию, причём определена действительная область значений $a \geq 1$, $b \geq 1$, $c \geq 1$.

По A при известном γ , используя формулы (6) для конкретных примеров, получаем искомые T_e , $k_{p.y}$, $k_{p.c}$ для системы с контуром скорости и контуром ускорения.

Эффективность демпфирования с определёнными параметрами регуляторов подтверждается по расчётным показателям колебательности и моделированием.

На рис. 3, 4 приведены графики переходных процессов при моделировании электропривода пластометрического механизма, используемого в Институте машиноведения УрО РАН, с механическими параметрами $T_{m1} = 0,495$ с, $\gamma = 1,85$, $T_y = 0,02$ с, по которым можно оценить качество демпфирования колебаний. При применении только контура ускорения, $k_{p.c} = 0$ (рис. 3): 1 – настройка по формулам (1) $T_e = 0,011$ с, $k_{p.y} = 50,521$; 2 – по формулам (3) $T_e = 0,007$ с, $k_{p.y} = 58,343$. В двухконтурной системе (рис. 4) определён по (3) $k_{p.c} = 5,95$ при тех же контурах ускорения (рис. 3, про-

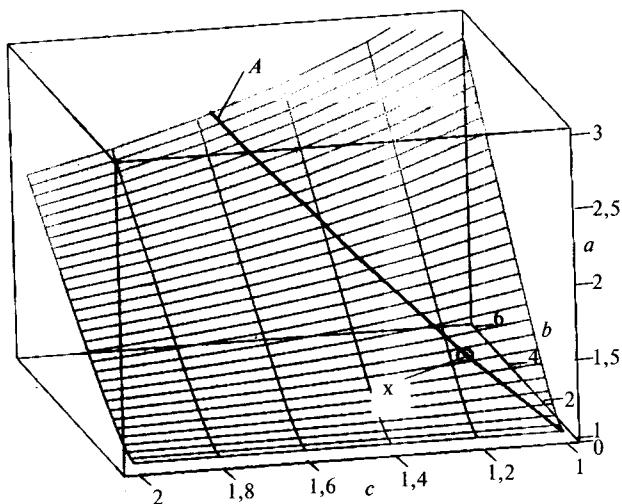


Рис. 2. Поверхность множества a , b , c

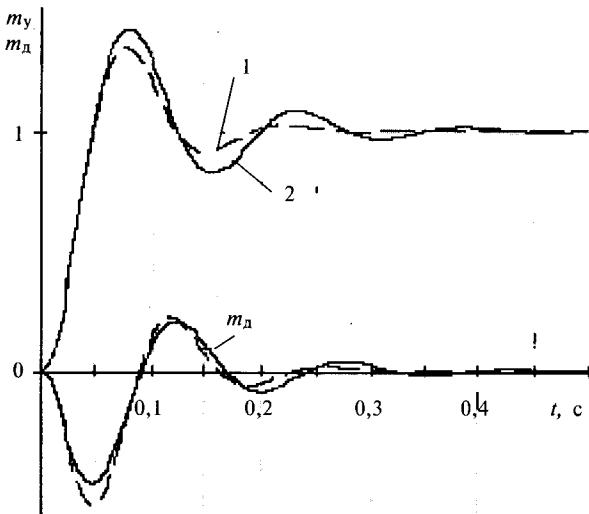


Рис. 3. Переходные процессы в системе с контуром ускорения

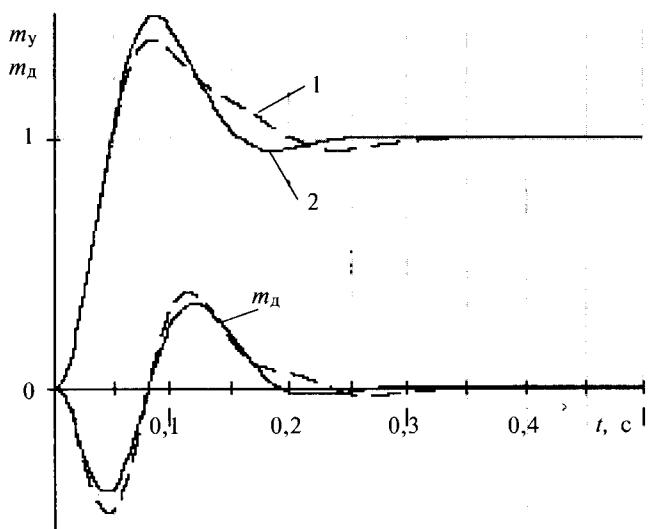


Рис. 4. Переходные процессы в системе регулирования скорости

цессы 1, 2) и коэффициенты полинома $a = -1,36$; $b = 1,49$; $c = 1,17$ (рис. 2, точка x на кривой A). На рис. 3: 1 – перерегулирование $\sigma = 35\%$; время нарастания $t_h = 0,05$ с; время регулирования $t_p = 0,17$ с; показатель колебательности $\varepsilon = 0,46$; число колебаний $N_k < 1$ до ($\Delta = 5\%$); 2 – $t_p = 0,255$ с; $\sigma = 42\%$; $t_h = 0,05$ с; $N_k = 1$. На рис. 4: 1 – $t_p = 0,185$ с; $\sigma = 40\%$; $t_h = 0,046$ с; $N_k < 1$; 2 – $t_p = 0,147$ с; $\sigma = 50\%$; $t_h = 0,046$ с; $\varepsilon = 0,64$; $N_k < 1$.

Таким образом, подтверждено демпфирование упругих колебаний в системе как с одним внутренним контуром, так и с двумя контурами, что характерно для режимов работы НБМ при действии ограничений, причём с регулятором скорости его эффективность повышается. Снижение T_e в варианте двухконтурной системы способствует повышению быстродействия НБМ, сокращению области линейной аппроксимации характеристик управления.

Из анализа процессов (рис. 3, 4) следует, что при высоких требованиях к быстродействию и качеству переходных процессов в системе требуется перестройка параметров (T_e , $k_{p,y}$) внутреннего контура ускорения в моменты достижения физических ограничений (при размыкании контура скорости, $k_{p,c} = 0$). При невысоких требованиях к системе возможен выбор постоянных параметров, исходя из расчётов только для контура ускорения, без перестройки параметрических ограничений.

С точки зрения эффективности демпфирования колебаний с помощью электрической системы необходимо отметить, что при $\gamma = 1 \div 1,6$ процессы остаются существенно колебательными. В диапазоне $\gamma = 2 \div 4$ они выполняются с перерегулированием, а при $\gamma \geq 4$ являются апериодическими. В этом ключе результаты близки к полученным в [3]. При малых γ большую роль должны играть потери энергии в механизме (на трение, диссиацию при упругих деформациях) и средства для их увеличения (вязкое трение и т.п.).

Следует также отметить особенности реализации НБМ: при $T_e < 5$ мс регуляторы, как звенья управления, являются нелинейными, при $T_e > 5 \div 10$ мс диапазон их линейной аппроксимации увеличивается вплоть до уровня физических ограничений координат. С учётом физически достижимой $T_e = 1 \div 2$ мс, исходя из свойств аппаратуры и уровня помех, возможна практически полная реализация функций НБМ, когда механизм выполняется с жёсткими и прочными передаточными элементами.

Список литературы

1. Мазунин В.П., Двойников Д.А. Особенности анализа переходных процессов в оптимизированных по быстродействию нелинейных системах управления электроприводами // Электротехника. 2006. № 7. С. 2–7.
2. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. СПб: Энергоатомиздат, 1992.
3. Земляков В.Д., Задорожный Н.А. Оптимизация параметров систем подчиненного регулирования электроприводов с упругим механическим звеном // Электротехника. 1984. № 5. С. 49–52.
4. Воронов В.С. Показатели устойчивости и качества рабочих систем управления // Изв. РАН. Теория и системы управления. 1995. № 6. С. 49–54.

Мазунин Василий Павлович – ведущий научный сотрудник Института машиноведения УрО РАН, доктор техн. наук, Заслуженный деятель науки РФ. Окончил Уральский политехнический институт в 1962 г. по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». Защищил кандидатскую диссертацию в 1974 г., докторскую в 2000 г. по теме «Развитие методов оптимизации и разработка на их основе быстродействующих регулируемых электроприводов механизмов прокатных станов».

Двойников Дмитрий Алексеевич – младший научный сотрудник Института машиноведения УрО РАН. Окончил Саратовский ГТУ по специальности «Управление и информатика в технических системах» в 2002 г.

УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ, РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ И ЗАЩИТЫ

Высоковольтные высокочастотные электромагнитные колебания в LC-контурах

БУРЦЕВ Э.Ф., ЗАЙЦЕВ В.Н., РУДИЦКИЙ Р.Ш., ЧЕРКАСОВ С.А.

Экспериментально показано, что в электрических сетях высокочастотные колебания тока сопровождаются высоковольтными перенапряжениями. Они имеют место вследствие включения ограниченного участка длины электрического провода катушки индуктивности за время, равное половине периода колебаний $t=T/2$, и работе индуктивности в автотрансформаторном режиме. Показано, что это определяется скоростью распространения тока электронной проводимости по длине провода катушки. Рассмотрено влияние тока предварительного смещения на высокочастотные колебания в LC-контуре. Проведён анализ применяемых средств защиты электрических цепей от импульсов перенапряжения.

Ключевые слова: LC-контур, резонансные колебания мегагерцового диапазона, автотрансформаторный режим работы индуктивности, трансформатор Тесла, резонаторы Тесла, высоковольтные перенапряжения.

В электрических сетях во время грозовых разрядов, в процессе электрических коммутаций при всех электрических разрядах, включая разряды на контактах с дефектами и частичные разряды (ЧР) на изоляционных барьерах металл-диэлектрик (М-Д), диэлектрик-диэлектрик (Д-Д), регистрируются высокочастотные (ВЧ) колебания тока продолжительностью примерно 400–500 нс. Это отмечено в ряде научных сообщений, однако конкретные результаты исследований в литературе практически отсутствуют.

В области радиотехники основные физические явления электрических колебаний в контурах и линиях рассмотрены в [1]. В электротехнике для генерации мощных высоковольтных ВЧ импульсов применяются трансформаторы Тесла [2, 3]. Если в технике связи и телекоммуникаций главным является передача большого количества сигналов информации (сотни мегагерц – десятки гигагерц) на большие расстояния с максимальной

It is shown experimentally that in high frequency (HF) circuits current oscillations are accompanied by extremely high over-voltage (OV). These oscillations arise due to turn on of a finite part of the inductance coil during the half of oscillation period $t=T/2$, and inductance operation in autotransformer mode. It is shown that peculiarities of this mode depend on the propagation velocity of electron conduction current through the coil wire. The effect of preliminary bias on HF oscillations in LC-circuit is considerer. Analysis of commonly used electrical circuit over-voltage protection facilities is carried out.

Key words: LC-circuit, resonance oscillation in MHz range, autotransformer mode of inductance operation, Tesla transformer, Tesla resonator, high over-voltage.

скоростью, то в электротехнике главное – использование мощных энергетических потоков, которые в одних случаях являются одним из важных элементов нанотехнологий, а в других – инструментом разрушения, например изоляции в электроустановках.

При изучении процесса заряда электрического конденсатора высоковольтными (ВВ) импульсами напряжения с высокими скоростями нарастания (dU/dt) зафиксированы ВЧ колебания тока частотой десятки мегагерц с максимальным амплитудным значением до 10 А [4]. Колебания затухали через 400–500 нс. С изменением ёмкости конденсатора в исследуемом LC-контуре [5] примерно от 5 до 30 пФ резонансная частота уменьшалась до 30–20 МГц. Колебания импульсов напряжения на конденсаторе достигали нескольких сотен киловольт. Это связано с распространением включённого состояния по ограниченной длине ВВ катушки импульсного трансформатора [6, 7]. Скорость включения

определяется не средней скоростью движения электронов под действием поля, а скоростью распространения электрического поля, и при высоких dU/dt приблизительно равна 30 см/нс [1].

Определены следующие направления исследований:

- экспериментальные исследования ВЧ колебаний тока и напряжения в резонансном ВВ LC -контуре с учётом конструктивных особенностей изготовления импульсного трансформатора;
- анализ работы вибраторов (резонаторов) Тесла в качестве приёмников ВЧ колебаний;
- анализ влияния тока предварительного смещения на ВЧ колебания в LC -контуре;
- анализ применяемых средств защиты в электрических сетях от ВВ перенапряжений.

Результаты экспериментальных исследований

Рассмотрим работу LC -контура в режиме резонансных высоковольтных ВЧ колебаний (рис. 1).

При разряде накопительного конденсатора C_1 через первичную обмотку w_1 на электродах ВВ обмотки трансформатора T_w ($w_2 = 670$ витков, длина провода намотки около 40 м) устанавливается потенциал $U_a \approx 22$ кВ ($t_{fr} \approx 0,7$ мкс). Далее продолжаются процессы заряда межвитковых и межслойных ёмкостей обмотки w_2 (эквивалентная ёмкость C_3) и формирование условий пробоя воздушного промежутка ($t \approx 0,2$ мкс) [8]. После пробоя разрядного промежутка (P) потенциал $U_a \approx 22$ кВ прикладывается к зарядному конденсатору C_2 с фронтом

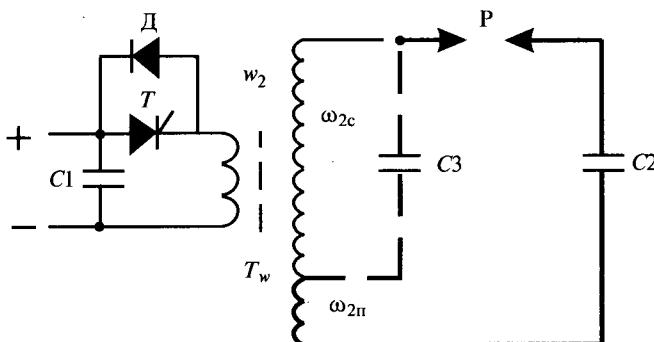


Рис. 1. Блок-схема экспериментальной установки:

T_w — импульсный трансформатор на резонансных контурах; P — разрядный промежуток в среде воздуха (не более 10 мм); T — коммутирующий тиристор; D — шунтирующий диод

$t_{fr} \approx 15$ нс ($dU/dt \approx 1,3 \cdot 10^6$ В/мкс). На конденсаторе C_2 в течение примерно 400 нс регистрируются гармонические затухающие ВВ ВЧ колебания тока и напряжения. Импульс тока опережает импульс напряжения на время $t = 1/4T$, где T — период колебаний (десятки наносекунд). Методика эксперимента подробно рассмотрена в [6, 7].

В процессе колебаний мгновенное значение тока на каждом участке LC -контура имеет одинаковое значение. На каждом участке контура ток имеет свою качественную характеристику. Так, по электрическим проводам связи и включённому участку катушки индуктивности (ω_{2n}) протекает ток электронной проводимости. Он характеризуется омическими, резистивными потерями и накоплением магнитной энергии. Омические потери при ВЧ увеличиваются вследствие скин-эффекта. По не включённой части ВВ катушки (ω_{2c}) протекает ток электрического смещения межвитковых и межслойных ёмкостей обмотки w_2 . Здесь имеют место потери на поляризацию, которые растут с увеличением частоты (f). На участке электрического искрового разряда (P) протекают электронная и ионная составляющие тока переноса.

При заряде конденсатора C_2 между его обкладками протекает ток электрического смещения. Ток смещения определяется безынерционным (не более 10^{-12} с) и инерционным (не менее 10^{-10} с) токами поляризации [9], которые образуются движением связанных зарядов материала диэлектрика.

Проведённые экспериментальные исследования процесса заряда электрической ёмкости ($C \approx 5 \div 30$ пФ) в диапазоне напряжений 2–24 кВ в импульсном режиме показали, что длительность импульсов тока заряда I_3 при амплитудном значении $I_3 \approx 0,01 \div 1,0$ А составляла $t_i \approx 2 \div 2,5$ мкс [10]. В данном случае при частотах единицы–десятка мегагерц и напряжении десятки–сотни киловатт полный энергетический заряд (перезаряд) электрической ёмкости может не происходить [11]. Этим можно объяснить процесс быстрого затухания колебаний в ВЧ LC -контуре (0,4–0,5 мкс).

При исследовании электрических колебаний в LC -контуре экспериментально изменился ток, частота [4, 5] и максимальное амплитудное значение импульса напряжения на

зарядном конденсаторе C_2 U_{\max} . U_{\max} принималось как среднее значение полного размаха колебаний напряжения (положительного и отрицательного) [6, 7]. Нулевой потенциал осциллографа колебания напряжения соответствовал 22 кВ. Такой подход относится к конструкции трансформатора с однослоиной ВВ катушкой по типу трансформатора Тесла. В данном случае ВВ обмотка является многослойной. Количество витков в начале и конце катушки при одинаковой длине включённого участка $l_{\omega_2} = cT/2$, где c – скорость света; T – период ВЧ колебания, существенно различаются. $U_{\max} = U_{w2} w_2 / \omega_{2p}$, где U_{w2} – начальное выходное напряжение на обмотке w_2 (22 кВ). Количество витков включённого участка ω_{2p} определялось в соответствии с конструктивными данными исследуемого трансформатора. В качестве примера для контура с резонансной частотой $f_{\text{рез}} \approx 20$ МГц приведены экспериментальные значения положительного и отрицательного импульсов напряжения U_{\max} . Так, $U_{\max \text{ пол}} \approx 185$ кВ (176 кВ) и $U_{\max \text{ отр}} \approx 100$ кВ (88 кВ). Расчётные значения U_{\max} для данной конструкции трансформатора (результаты расчёта приведены в скобках) находятся в хорошем согласии с экспериментом.

Исследования показали, что ВВ обмотка трансформатора в процессе ВЧ колебаний работает поочерёдно с разных сторон катушки. С началом спада импульса тока на включённом участке обмотки ω_{2p} накопленный магнитный поток пересекает все витки катушки и наводит на включённом участке ЭДС самоиндукции, а на остальной обмотке ЭДС взаимоиндукции. При смене полярности на выводах катушки начинается процесс включения следующего полупериода колебания тока с противоположной стороны обмотки.

С увеличением длительности полупериода импульса тока происходит включение всё большего количества витков ВВ обмотки трансформатора. Это приводит к уменьшению коэффициента автотрансформаторного режима работы обмотки, т. е. к уменьшению амплитудного значения напряжения на конденсаторе LC -конттура. Представляет интерес рассмотреть работу конкретного ВВ LC -конттура при частотах менее 20 МГц. Дальнейшие исследования проводились с применением в качестве зарядного конденсатора C_2 конденсаторов с изоляцией на основе поли-

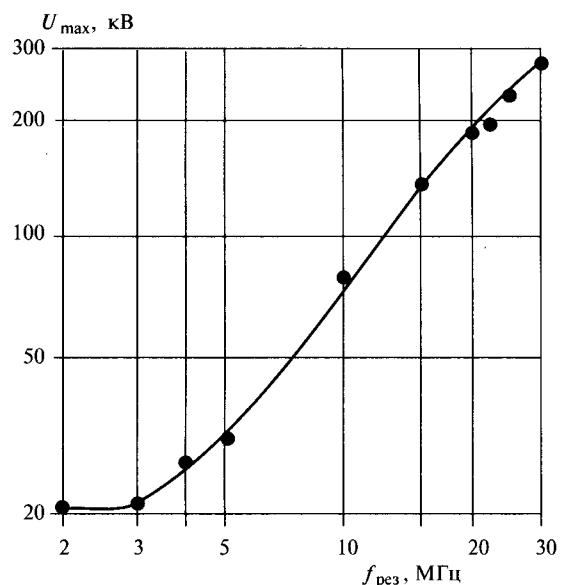


Рис. 2. Зависимость максимального значения амплитуды импульса напряжения на конденсаторе LC -конттура от резонансной частоты колебаний в контуре:

● – эксперимент; — — — расчёт

стирола (тип – ПОВ, $C_{\text{ном}} = 390$ пФ, $U_{\text{ном}} = 15$ кВ). Конденсаторы соединялись в секции, комбинированные сборки заданных ёмкости и рабочего напряжения. С увеличением ёмкости уменьшались измеренные значения резонансной частоты контура $f_{\text{рез}}$ и значения U_{\max} . Зависимость $U_{\max} = f(f_{\text{рез}})$ представлена на рис. 2. С уменьшением частоты отмечается увеличение, практически вдвое, продолжительности процесса колебаний (примерно 0,8–1,0 мкс).

Можно предположить, что при создании генератора униполярных импульсов напряжения Тесла применял принципы направленного регулирования магнитного потока включённого участка ВВ обмотки трансформатора.

Резонаторы Тесла – приёмники ВЧ колебаний

Скорость распространения процесса включения по длине электрического провода в цепи при потенциалах, равных десяткам киловольт и более, и высоких значениях dU/dt приближается к скорости света [12].

Известно, что скорость распространения электромагнитной волны в диэлектрике $v = c/\sqrt{\epsilon}$, в намагничивающейся среде $v = c/\sqrt{\mu}$, где c – скорость распространения волны в вакууме; ϵ – диэлектрическая проницаемость

диэлектрика; μ — магнитная проницаемость среды [1].

Информация о скорости включения тока электронной проводимости в LC -контурах при ВЧ колебаниях практически отсутствует.

Проведён анализ конструктивных данных и технических характеристик самонастраивающихся резонансных LC -контуров типа Тесла ВР3111, изготовленных в Чехословакии. Набор состоял из 15 эталонов индуктивностей. Каждая катушка крепилась к крышке алюминиевого стакана ($\varnothing = 73$ мм, $h = 82$ мм). Один из выводов катушки заземлялся на корпус стакана. Собственная частота набора катушек индуктивностей перекрывала диапазон 50 кГц—40 МГц. В качестве примера в таблице приведены технические характеристики для образца № 8 (тип ВР3111/8). Значения электрической ёмкости (500, 120, 30 пФ) были одинаковыми для всех образцов индуктивностей (при разных частотах). Добротность контура Q указывает, во сколько раз амплитуда напряжения на конденсаторе или амплитуда ЭДС самоиндукции катушки при резонансе больше, чем амплитуда внешней ЭДС [1].

Результаты [6,7] и настоящей работы, показали что с учётом конструктивных данных конкретного образца (ВР3111/8, катушка индуктивности из 50 витков медного провода намотана в один слой на изоляционном каркасе $\varnothing 35$ мм) экспериментальное значение скорости процесса включения по длине провода катушки индуктивности за половину периода колебаний более, чем на порядок меньше скорости света.

$C, \text{ пФ}$	500	120	30
$f, \text{ МГц}$	1,08	2,17	4,06
Q	—	180	—

Чтобы учесть все особенности колебательного процесса в LC -контуре, необходимо провести экспериментальные исследования с привлечением метода подвижного электрического зонда по длине катушки индуктивности. Так, в момент, когда ток в контуре равен нулю, напряжение на участке конденсатора (не включённый участок L) достигает максимального значения [1]. На оставшемся участке катушки индуктивности в последний полупериод колебаний протекает ток электронной проводимости.

Постоянный ток предварительного смещения в электрических цепях

Конкретные примеры применения тока смещения:

1. С целью размагничивания магнитопровода импульсного трансформатора через одну из обмоток пропускается постоянный ток. Время перемагничивания определяется числом витков обмотки и значением тока. Этот метод широко применяется в импульсных системах управления электрическими цепями.

2. В процессе исследования ЧР на изоляционных барьерах М-Д-М при приложении к электрическому конденсатору ВВ импульсов напряжения с высокими значениями dU/dt ($t_{fr} \leq 1$ мкс) первые ЧР наступали в момент времени $t \geq 0,25$ мкс [5]. Первоначально при потенциалах на барьерах не менее 130 В регистрировались затухающие ВЧ колебания тока и напряжения продолжительностью 0,4–0,5 мкс. Затем они переходили в нестационарные ЧР, которые продолжались в процессе протекания тока заряда конденсатора. Частота ВЧ колебаний соответствовала частоте собственных колебаний LC -контура и была одинаковой как при малых напряжениях на барьерах, так и при высоких значениях напряжения и dU/dt . Необходимо отметить, что в момент времени $t_i \approx 0,25$ мкс через все витки ВВ катушки трансформатора протекает ток заряда конденсатора плотностью $j \approx 10 \text{ А/см}^2$ (пластина диэлектрика — стеклотекстолит толщиной $h = 0,6$ мм; диаметр медных прижимных электродов $\varnothing = 17$ мм). Этот ток является током предварительного смещения в LC -контуре. Он оказывает влияние на скорость процесса включения ВЧ колебаний при потенциалах сотни вольт.

3. В процессе распространения электромагнитной волны вдоль линии электрических проводов происходит постепенное затухание её энергии. Так, на расстоянии 1000 м [1] энергия волны уменьшается в 22000 раз. Уменьшению энергии электромагнитной волны соответствует снижение амплитуд напряжённостей электрического и магнитного полей волны.

В телекоммуникационных системах передачи цифровых сигналов по проводным кабельным линиям связи используется принцип усиления проходящих импульсов на

промежуточных регенерационных пунктах. Питание регенераторов (до 6–7 регенераторов в линии тракта) осуществляется путём протекания постоянного тока по проводам кабеля связи при $j \approx 100 \text{ A/cm}^2$. При длительности импульса $t_i \approx 240 \text{ нс}$ и скорости передачи цифрового сигнала 2048 кбит/с благодаря особым принципам обработки и коррекции сигнала длина регенерационного участка доведена примерно до 25 км. Так, при амплитудном значении сигнала в начале участка $U_{\text{вх}} \approx 2 \text{ В}$ сигнал на конце длины участка регенерации $U_{\text{вых}} \approx 0,01 \text{ В}$, т.е. коэффициент затухания равен 50 дБ. Анализ показал, что особую роль играет способ протекания постоянного тока питания систем обработки и усиления сигналов по основным проводам кабельных линий связи. Это позволило повысить скорость распространения сигналов до скорости, близкой к скорости света, увеличить объём передаваемой информации и улучшить её качество.

4. Многие типы телевизионных антенн имеют в своей конструкции предварительные усилители принимаемого сигнала. Постоянный ток питания плотностью $j \approx 20 \text{ A/cm}^2$ протекает от телевизора к усилителю антенны по ВЧ кабелю. По этому же кабелю к телевизору поступают усиленные сигналы. Постоянный ток смещения уменьшает потери энергии передаваемых сигналов, тем самым обеспечивается устойчивый приём всех телепрограмм.

Защита от перенапряжений

Результаты исследований [6,7] и настоящей работы экспериментально показали, что в электротехнике в *LC*-конттурах ВВ и низковольтной обмоток трансформатора имеют место мощные электромагнитные колебания мегагерцового диапазона. В этом случае важным требованием к элементам защиты устройств от перенапряжения является их высокое быстродействие. Так, при $f = 50 \text{ МГц}$ быстродействие средств защиты должно быть на уровне 10% времени, равного половине периода колебаний, т.е. должно составлять примерно 1 нс. Анализ показал, что такому требованию по быстродействию удовлетворяют одиночные низковольтные диодные полупроводниковые структуры (ПС) (60–100 В) и последовательные сборки из таких элементов¹. Если фронт нарастания импульса пере-

напряжения $t_{fr} \approx 1 \text{ нс}$, то в промежуток времени $t = 0 \div 1 \text{ нс}$ через обратносмешённый диод или диодный столбик протекает зарядный ток смещения *p-n*-переходов. Момент выхода на участок вольт-амперной характеристики (ВАХ) с лавинообразованием практически одинаков как для одного диода, так и для столбика из 20 последовательно соединённых диодов и составляет примерно 1,2 нс.

Для одиночной диодной ПС с напряжением лавинообразования 1–2 кВ [13] наблюдается двукратный всплеск импульса напряжения ($t_{fr} = 3 \text{ нс}$). Далее идёт переходный процесс выхода на лавинный участок обратной ВАХ ПС. Это происходит примерно к 4 нс с момента приложения напряжения.

Быстродействие оксидно-цинковых ограничителей перенапряжения [14–16] находится в пределах 5–15 нс.

Принципы защиты электротехнических устройств рассмотрены в [17].

Современные системы защиты представляют собой сложные схемотехнические решения. Например, в ВВ устройствах продольной компенсации для защиты конденсаторной батареи от перенапряжений применяются силовые тиристоры [18] ($t_{вкл} \approx 1 \text{ мкс}$), управляемые вакуумные разрядники [19] ($t_{вкл} = 1 \div 2 \text{ мкс}$), оксидно-цинковые ограничители напряжения и другие элементы. Высокие напряжения (сотни киловольт), большие коммутируемые токи (единицы – сотни килоампер), высокие скорости процессов (dU/dt , dI/dt) затрудняют вопросы метрологии и в целом изучение проблемы.

Выводы

1. Экспериментально показано, что процесс включения первого полупериода ВЧ колебания происходит со стороны ВВ обмотки импульсного трансформатора с положительным потенциалом. При смене полярности на выводах обмотки включение второго полупериода колебания проходит с противоположной стороны обмотки.

2. Затухание колебательного процесса за время 400–500 нс связано с ограниченным временем заряда (перезаряда) электрической ёмкости *LC*-конттура (десятка наносекунд). При уменьшении частоты колебаний от 30 до 3 МГц ($T/2 = 16 \div 160 \text{ нс}$) продолжительность колебаний увеличивается практически вдвое (до 0,8–1,0 мкс).

¹Разработчик А.С. Кюргян (ГУП ВЭИ им. В.И. Ленина).

3. С изменением номинального значения зарядного конденсатора C_2 изменяется резонансная частота колебаний LC -контура ($f_{рез}$). Экспериментальная зависимость максимального амплитудного значения импульса напряжения на конденсаторе C_2 от $f_{рез}$ связывается с количеством включённых витков ВВ обмотки трансформатора за время, равное половине периода колебаний $f_{рез}$ контура. При $f_{рез} \leq 3$ МГц обмотка w_2 включается по всей длине катушки. Значение скорости распространения процесса включения по длине провода катушки w_2 при $U_2 \approx 22$ кВ приближалось к скорости света.

4. Проведён анализ конструктивных данных и технических характеристик резонансных LC -контуров типа Тесла. Получено, что при подключении к контуру низковольтного (десятки вольт) источника внешней ЭДС скорость процесса включения по длине провода катушки индуктивности за время, равное $T/2$, более чем на порядок меньше скорости света.

5. Протекание постоянного тока предварительного смещения в электрических цепях ($j \geq 10$ А/см²) позволяет повысить скорость распространения сигналов до скорости, близкой к скорости света, увеличить объём передаваемой информации и улучшить её качество.

6. Средства защиты от мощных импульсов перенапряжения мегагерцового диапазона должны обладать высоким быстродействием (наносекунды). Этому требованию удовлетворяют одиночные низковольтные (60–100 В) диодные полупроводниковые структуры ПС (примерно 1 нс), последовательные сборки таких ПС (для сборки из 20 элементов – примерно 1,2 нс), одиночные ПС с напряжением лавинообразования 1–2 кВ (около 4 нс) и оксидно-цинковые ограничители перенапряжения (примерно 5–15 нс).

Список литературы

- Хайкин С.Э. Электромагнитные колебания и волны. М.–Л.: Госэнергоиздат, 1959. МРБ. Вып. 325.
- Балдыгин В.А., Белошапко А.А., Григорьев И.Н. и др. // Прикладная физика. 2001. №4. С.11–14.
- Григорьев И.Н. Вопросы применения резонансных трансформаторов для зарядки формирующих линий в высоковольтных генераторахnano- и субнаносекундных импульсов. // Сборник научных трудов ГУП ВЭИ / Под общ. ред. В.Д. Ковалёва. 2006. С. 164–172.
- Бурцев Э.Ф. Ёмкостные токи в приборах, аппаратах и устройствах силовой электроники // Прикладная физика. 2001. №5. С.69–73.

5. Алмазов В.А., Бурцев Э.Ф., Васильев В.Р., Крупенин Н.В. Высокочастотные импульсные электрические разряды на изоляционных барьерах (частичные разряды) в силовой электротехнике // Прикладная физика. 2004. № 4. С. 60–66.

6. Бурцев Э.Ф. Возможность разработки мощного высоковольтного генератора импульсов тока радиодиапазона // Сб. докл. VIII Симпозиума «Электротехника 2010». 2005. № 1. 20. С. 57.

7. Алмазов В.А., Бурцев Э.Ф. Формирование мощных высоковольтных импульсов тока коротковолнового радиодиапазона // Прикладная физика. 2006. № 1. С. 129–133.

8. Королёв Ю.Д., Месяц Г.А. Физика импульсного пробоя газов. М.: Наука, 1991.

9. Богодицкий Н.П., Волокобинский Ю.М., Воробьёв А.А. и др. Теория диэлектриков. М.: Энергия, 1965.

10. Бурцев Э.Ф., Рудицкий Р.Ш. Вольт-зарядовая характеристика электрической ёмкости при высоких напряжениях в импульсном режиме работы // Электрическая изоляция 2002: Тр. Конф. СПб.: Нестор, 2002. С. 209–212.

11. Сканави Г.И. Физика диэлектриков (область сильных полей). М.: ГИФМЛ, 1958.

12. Элементарный учебник физики / Под ред. Г. С. Ландберга. Т.2. М.: ГИФМЛ, 1958.

13. Гейфман Е.М., Елисеев В.В., Максутова С.А. и др. Мощные импульсные ограничители напряжения // Сб. докл. VI симпозиума «Электротехника 2010». Т.3, 5.07. М.: ВЭИ-ТРАВЭК, 2001. С. 28–30.

14. Алмазов В.А., Зеленов В.Е., Мирошниченко В.П. и др. Защита электрооборудования от перенапряжений // Прикладная физика. 2001. № 5. С. 54–57.

15. Лаврентьев Г.Г., Рыжов С.Ю., Минакова Л.В., Попов Д.К. О диагностике ограничителей перенапряжения микропроцессорным регистратором импульсов // Сб. докл. VII симпозиума «Электротехника 2010». Т.3, 4.13. М.: ВЭИ-ТРАВЭК, 2003. С. 110–113.

16. Алмазов В.А., Люцарева Л.А., Платова Е.С. и др. Влияние химического состава добавок на свойства варисторов на основе оксида цинка // Электротехника. 2006. №9. С. 26–28.

17. Глух Е.М., Зеленов В.Е. Защита полупроводниковых преобразователей. М.: Энергоиздат, 1982.

18. Ивакин В.Н., Магницкий А.А., Шульга Р.Н. Применение установок тиристорно-управляемой продольной компенсации на линиях электропередачи переменного тока // Электротехника. 2006. № 9. С. 42–49.

19. Алферов Д.Ф., Белкин Г.С., Ивакин В.Н. и др. Новые системы защиты электротехнического оборудования от перенапряжений и токовых перегрузок // Электротехника. 2006. № 9. С. 21–26.

Бурцев Эдуард Фёдорович – старший научный сотрудник ВЭИ, канд. техн. наук. Окончил энергетический факультет Белорусского национального технического университета в 1960 г. Защитил диссертацию в ВЭИ в 1977 г.

Зайцев Владимир Николаевич – главный энергетик ВЭИ. Окончил МЭИ по специальности электрические машины в 1988 г.

Рудицкий Рафаил Шоломович – начальник сектора ВЭИ. Окончил Белорусский государственный университет им. В.И. Ленина в 1974 г.

Черкасов Сергей Александрович – начальник производственного отдела Научно-технического центра «Натекс». Окончил Московский техникум железнодорожного транспорта им. А.А. Андреева по специальности электромонтер устройств радиосвязи в 1994 г.

ТАГОВОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Вакуумный контактор постоянного тока для железнодорожного транспорта

АЛФЕРОВ Д.Ф., БУДОВСКИЙ А.И., ЕВСИН Д.В., ИВАНОВ В.П.

Приводятся результаты исследований отключения постоянного тока вакуумной дугогасительной камерой с поперечным аксиально-симметричным магнитным полем при восстановливающемся напряжении до 9 кВ. На основе этой камеры разработан и освоен в промышленном производстве вакуумный контактор постоянного тока для подвижного состава железнодорожного транспорта. Контактор предназначен для переключения цепей постоянного тока на номинальное напряжение 3 кВ. Приводятся основные параметры вакуумного контактора.

Ключевые слова: вакуумный контактор, постоянный ток, вакуумная дуга, поперечное магнитное поле, железнодорожный транспорт.

На подвижном составе электрифицированных железных дорог применяются различные высоковольтные коммутационные аппараты постоянного тока на рабочее напряжение 3 кВ, максимальное напряжение 4 кВ. Практически все эти электрические аппараты имеют «традиционные» дугогасительные камеры, в которых гашение электрической дуги осуществляется в воздухе [1]. Самые распространённые типы камер – это камеры с деионными решётками, плоскощелевые камеры, лабиринтные камеры. Всем этим камерам в большей или меньшей степени присущи недостатки: низкий ресурс, невысокая надёжность, частые потребности в ревизии, зависимость надёжности работы от качества материала дугогасительной камеры, наличие критических малых токов и др.

Применение вакуумных коммутационных аппаратов, в которых для отключения переменного тока используется вакуумная дугогасительная камера (ВДК), позволяет устранить многие из недостатков, присущих открытой электрической дуге [2]. В таких аппаратах коммутация тока осуществляется в герметизированном вакуумном объёме. Малое падение напряжения на вакуумной дуге (несколько десятков вольт) позволяет снизить энергетические потери и, как следствие,

Results of researches of switching-off of a direct current by vacuum interrupter with a transverse axial-symmetric magnetic field at recovery voltage up to 9 kV are presented. The prototype of the DC vacuum contactor on the basis of this vacuum interrupter was developed and manufactured for application in railway. The contactor is intended for switching-off DC current at rated voltage 3 kV. Main technical parameters of the vacuum contactor are presented.

Key words: vacuum contactor, direct current, vacuum arc, transverse magnetic field, rail transportation.

получить высокий коммутационный ресурс. Малый ход подвижного контакта позволяет уменьшить габариты аппарата и увеличить его механический ресурс.

Для отключения постоянного тока в вакуумных аппаратах применяются специальные меры. Например, способ принудительного перевода тока ВДК через ноль путём шунтирования её ветвью с предварительно заряженной ёмкостью или гибридный способ, когда параллельно ВДК устанавливается полностью управляемый силовой полупроводниковый прибор. Однако применение этих способов для отключения сравнительно небольших токов (до сотен ампер) при напряжениях до 10 кВ зачастую экономически невыгодно из-за наличия дополнительных элементов, которые значительно повышают стоимость аппарата по сравнению с аналогичными по параметрам традиционными аппаратами.

Другой способ отключения постоянного тока, который реализуется, например, в электромагнитных выключателях, заключается в создании условий для повышения напряжения на дугогасительном устройстве до уровня, превышающего напряжение на источнике питания. В ВДК такие условия можно создать путём формирования в межконтактном промежутке поперечного относи-

тельно направления тока магнитного поля [3]. Поперечное магнитное поле нарушает устойчивость горения вакуумной дуги, что приводит к быстрому росту напряжения на вакуумном промежутке и обрыву тока в ВДК.

Для отключения сравнительно небольших токов представляется перспективным формировать в вакуумном промежутке поперечное аксиально-симметричное магнитное поле [4]. Такое поле в межконтактном промежутке ВДК создается цилиндрическими постоянными магнитами, установленными сбоку с ВДК со стороны одного из контактов. Использование постоянных магнитов упрощает конструкцию аппарата в целом и значительно снижает массогабаритные характеристики по сравнению с вариантом, в котором для создания магнитного поля используются электромагнитные катушки [3]. Предварительные исследования [5] продемонстрировали возможность отключения такими ВДК постоянного тока до сотен ампер.

В настоящей работе приводятся результаты исследований отключающей способности ВДК с поперечным аксиально-симметричным магнитным полем при восстановливающемся напряжении до 9 кВ. На основе этой камеры разработан и освоен в промышленном производстве вакуумный контактор постоянного тока для подвижного состава железнодорожного транспорта.

ВДК с поперечным аксиально-симметричным магнитным полем имеет стандартное исполнение и содержит подвижный (анод) и неподвижный (катод) контакты и экранную систему, размещённые в керамическом корпусе. Контакты изготовлены из материала CuCr в соотношении 50/50 (по массе), который широко применяется в ВДК переменного тока. Подвижный контакт выполнен в виде чашки таким образом, чтобы рабочая область (область контактирования) на торцевой поверхности неподвижного контакта представляла собой кольцевую поверхность шириной 2 мм с внешним радиусом $r=11$ мм. Максимальный межконтактный зазор δ (ход подвижного контакта) равен 4 мм.

Магнитное поле в межконтактном промежутке формируется цилиндрическим постоянным магнитом, размещенным на оси камеры со стороны неподвижного контакта. Использованы магниты с высокой коэрцитив-

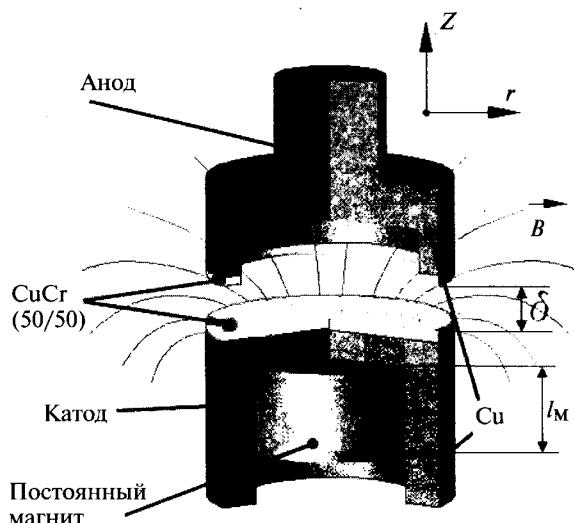


Рис. 1. Контактная и магнитная системы ВДК с аксиально-симметричным поперечным магнитным полем

ной силой. Силовые линии магнитного поля показаны на объёмном изображении контактной и магнитной систем ВДК (рис. 1).

Размеры контактов и магнита, а также его положение выбраны таким образом, чтобы в межконтактном промежутке магнитное поле было параллельно плоскости неподвижного контакта, т.е. имело преимущественно поперечное направление относительно оси ВДК. Индукция магнитного поля подбиралась изменением длины магнита l_M . Пространственное распределение радиальной и аксиальной составляющих магнитного поля показано на рис. 2, 3. В пределах рабочей области межконтактного промежутка ($r=9 \div 11$ мм) вблизи поверхности катода радиальная составляющая индукции магнитного поля максимальна, а аксиальная составляющая индукции магнитного поля минимальна и изменяется знак вблизи внешнего края контактной поверхности. Таким образом, магнитное поле в этой области практически параллельно поверхности неподвижного электрода. С увеличением расстояния от контактной поверхности неподвижного электрода до $Z=4$ мм радиальная составляющая индукции магнитного поля заметно уменьшается, а её спад с ростом r становится менее быстрым. Усреднённые по зазору $\delta=4$ мм радиальная B_{ra} и аксиальная B_{za} составляющие индукции магнитного поля в пределах рабочей области равны $B_{ra} \approx 90$ мТл, $B_{za} \approx 15$ мТл.

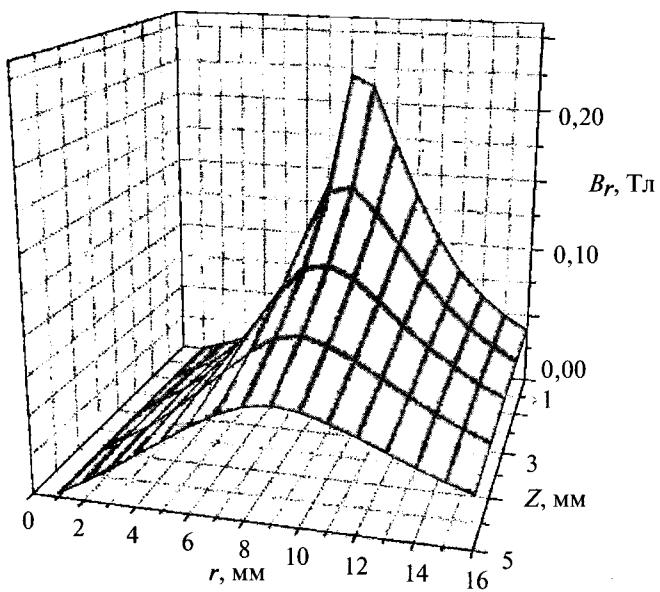


Рис. 2. Изменение радиальной B_r составляющей индукции магнитного поля по длине межконтактного зазора Z и радиусу r при длине магнита $l_M = 8$ мм

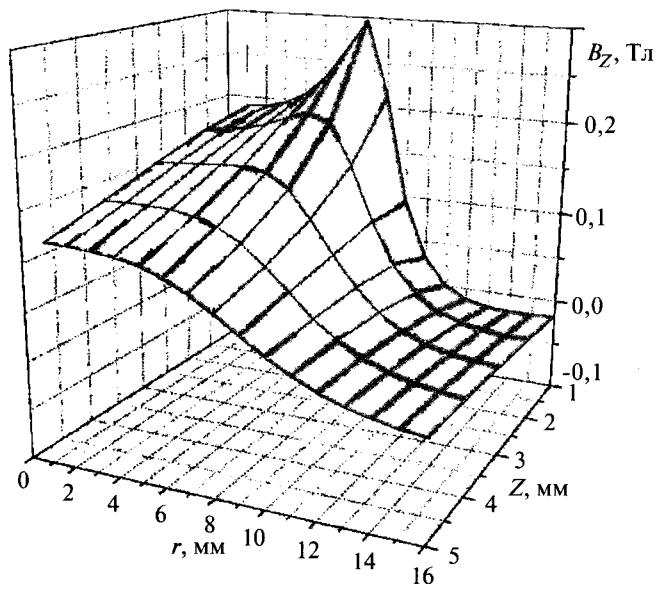


Рис. 3. Изменение аксиальной B_z составляющей индукции магнитного поля по длине межконтактного зазора Z и радиусу r при длине магнита $l_M = 8$ мм

При увеличении длины магнита увеличиваются как радиальная, так и аксиальная составляющие индукции магнитного поля.

Условия и методика измерений

Эксперименты по исследованию гашения вакуумной дуги постоянного тока в аксиально-симметричном поперечном магнитном поле проводились на сильноточном импульсном стенде, схема которого изображена на рис. 4. Стенд состоит из батареи конденсатор-

ров C_0 максимальной емкостью 10 мФ, зарядного устройства G , реактора L_0 с регулируемой индуктивностью до 6 мГн и токоограничивающего резистора R_0 . Контакты исследуемой ВДК Q_1 находились в нормально замкнутом положении и разводились при помощи электромагнитного привода Y_1 . Параллельно Q_1 устанавливались нелинейный оксидно-цинковый резистор R_1 (ОПН) для ограничения восстановливающегося напряжения до уровня примерно 9 кВ и конденсатор C_1 . Для включения разрядного контура служил вспомогательный вакуумный контактор K с электромагнитным приводом Y . При помощи системы управления $СУ$ производилось управление электромагнитными приводами вспомогательного контактора K и исследуемой ВДК Q_1 . Контакты в Q_1 разводились на расстояние $\delta < 4$ мм со средней скоростью $v_k \approx 1,1$ м/с. Зарядное напряжение на конденсаторной батарее во всех опытах было постоянным $U_0 = 4$ кВ.

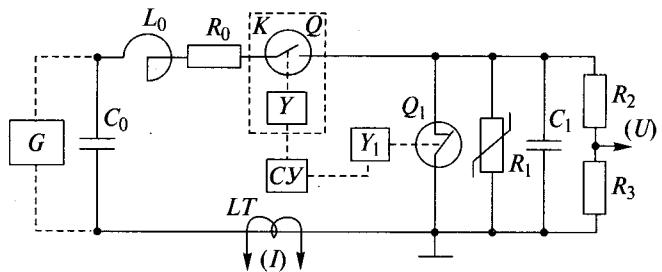


Рис. 4. Схема сильноточного импульсного стенда

Ток I в разрядном контуре измерялся датчиком тока LT типа LT-500-S/SP53, принцип работы которого основан на эффекте Холла. Напряжение U на Q_1 измерялось с помощью омического делителя (R_2 , R_3). Сигналы с датчиков регистрировались цифровым осциллографом Tektronix TDS 3014 В с последующим сохранением и обработкой на персональном компьютере.

При анализе результатов испытаний проводилась статистическая обработка экспериментальных данных.

Отключающая способность ВДК с аксиально-симметричным магнитным полем

Для исследования отключающей способности ВДК было проведено несколько серий экспериментов. Измерения проводились при спадающем во времени токе с постоянной

времени 0,05 с ($C_0 = 5 \text{ мФ}$, $L_0 = 6 \text{ мГн}$, $R_0 = 10 \Omega$).

Характерные осциллограммы напряжения U и тока I в исследуемой ВДК при $C_1 = 0,1 \text{ мкФ}$ и $B_{ra} = 90 \text{ мТл}$ представлены на рис. 5. В момент времени t_0 после замыкания контактов K через замкнутые контакты Q_1 начался протекать ток, который достигал максимального значения I_{\max} и затем спадал с постоянной времени около $R_0 C_0$. Контакты Q_1 начинали расходиться в момент t_1 при токе $I_0 \approx 300 \text{ А}$. В момент расхождения контактов в межконтактном промежутке загоралась вакуумная дуга. Мгновенное значение тока обрыва дуги I_{br} определялось в момент времени t_2 начала резкого спада тока в ВДК. После обрыва тока I_{br} в момент времени t_2 восстановливающееся на Q_1 напряжение ограничивалось нелинейным резистором R_1 на уровне примерно 9 кВ.

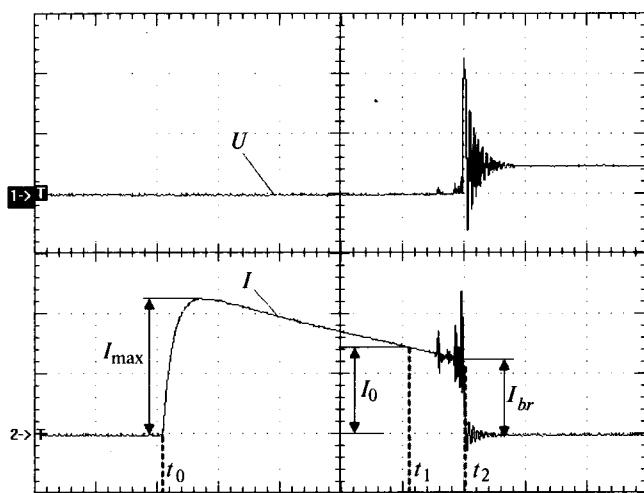


Рис. 5. Осциллограммы напряжения U (4340 В/дел, 5 мс/дел) и тока I (212 А/дел, 5 мс/дел) в ВДК

В каждой серии экспериментов при заданных значениях ёмкости шунтирующего конденсатора C_1 и среднего значения поперечной составляющей индукции магнитного поля B_{ra} проводилось по 15–25 измерений. В каждом опыте при $I_0 \approx 300 \text{ А}$ регистрировалось мгновенное значение тока обрыва дуги I_{br} в момент t_2 начала резкого спада тока до ноля.

В первой серии изучалось влияние индукции магнитного поля ($B_{ra} = 65 \div 115 \text{ мТл}$) на мгновенное значение обрываемого тока при $C_1 = 0,1 \text{ мкФ}$. По результатам проведённой серии экспериментов выполнена статистическая обработка данных измерений токов об-

рыва I_{br} (рис. 6). Они удовлетворительно аппроксимируются двухпараметрическим распределением Вейбулла [6]

$$F(I_{br}) = 1 - \exp \left[- \left(\frac{I_{br}}{a} \right)^b \right], \quad (1)$$

где $F(x)$ – вероятность появления случайной величины x ; a – параметр масштаба; b – параметр формы.

Соответственно вероятность отключения тока I_{br} будет определяться величиной $1 - F$. Зная функцию распределения (1), можно оценить отключающую способность ВДК с заданной вероятностью при фиксированных значениях зазора и индукции магнитного поля:

$$I_{br} = a(-\ln(F))^{1/b}. \quad (2)$$

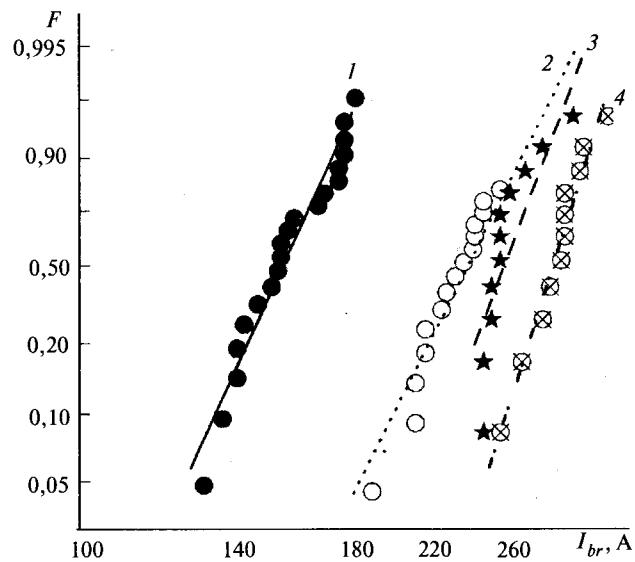


Рис. 6. Экспериментальные функции F вероятности того, что ток I_{br} не оборвётся в ВДК в поперечном магнитном поле с индукцией B_{ra} при $\delta = 4 \text{ мм}$, и их аппроксимации:

1 – $B_{ra} = 65 \text{ мТл}$, $a = 156,4 \text{ А}$, $b = 115$; 2 – $B_{ra} = 90 \text{ мТл}$, $a = 237,4 \text{ А}$, $b = 10,3$; 3 – $B_{ra} = 110 \text{ мТл}$, $a = 251 \text{ А}$, $b = 13,6$; 4 – $B_{ra} = 115 \text{ мТл}$, $a = 276,5 \text{ А}$, $b = 16,1$;

Из выражения (2) следует, что при $B_{ra} \approx 90 \text{ мТл}$ ($a = 237 \text{ А}$, $b = 10,3$) ВДК с ёмкостью $C_1 = 0,5 \text{ мкФ}$ будет отключать ток 140 А с вероятностью 0,999. При $B_{ra} \approx 115 \text{ мТл}$ ($a = 276,5 \text{ А}$, $b = 16,1$) отключение с той же вероятностью обеспечивается для тока около 180 А.

В следующей серии экспериментов изучалось влияние шунтирующей ёмкости C_1 на отключение тока в ВДК при индукции магнитного поля $B_{ra} \approx 90 \text{ мТл}$ ($I_m = 8 \text{ мм}$). Ёмкость C_1 варьировалась в диапазоне 0,025

–2,3 мкФ. Результаты статистической обработки данных измерений представлены на рис. 7. Они удовлетворительно аппроксимируются двухпараметрическим распределением Вейбулла (1). Из рис. 7 и выражения (2) следует, что увеличение ёмкости C_1 от 0,025 до 0,5 мкФ приводит к росту мгновенного значения тока обрыва дуги I_{br} от 80 до 110 А с вероятностью $1 - F = 0,999$.

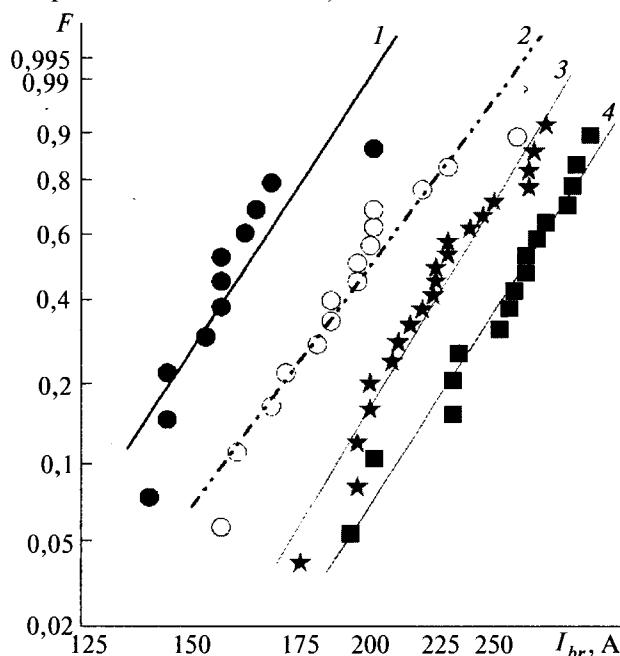


Рис. 7. Экспериментальные функции распределения F вероятности того, что ток I_{br} не оборвётся в ВДК при заданной шунтирующей ёмкости C_1 , и их аппроксимации:
1 – $C_1 = 0,025$ мкФ, $a = 171,34$ А, $b = 9,45$; 2 – $C_1 = 0,05$ мкФ, $a = 208,7$ А, $b = 8,3$; 3 – $C_1 = 0,5$ мкФ, $a = 237,37$ А, $b = 10,25$; 4 – $C_1 = 2,3$ мкФ, $a = 263,9$ А, $b = 9,62$

Вакуумный контактор постоянного тока

На основе ВДК с аксиально-симметричным поперечным магнитным полем разработан вакуумный контактор постоянного тока типа КБВ-3-25УХЛ2 и освоено его серийное производство в ООО «Вакуумные технологии», г. Рязань. Контактор предназначен для переключения цепей постоянного и переменного тока на номинальное напряжение 3 кВ. В частности, они могут служить для оперативного включения и отключения вспомогательных цепей на подвижном составе электрифицированного железнодорожного транспорта.

Контактор содержит ВДК, встроенный электромагнитный привод и схему управления. Принцип работы контактора основан на быстром гашении электрической дуги в ВДК с поперечным магнитным полем. В электро-

магнитном приводе при удержании его во включенном положении для ограничения потребляемой мощности используется собственная индуктивность катушки [7].

Вакуумный контактор постоянного тока содержит нелинейный резистор, установленный параллельно ВДК, который служит для ограничения уровня восстанавливавшегося напряжения и поглощения энергии, накопленной в индуктивности цепи, при отключении тока. Нелинейный резистор закреплён непосредственно на токовыводах контактора.

Вакуумный контактор постоянного тока типа КБВ-3-25УХЛ2 прошёл сертификационные испытания в ОАО «ВНИИЖТ». Получен сертификат соответствия для применения на подвижном составе железнодорожного транспорта № ССФЖТ RU.ЦЭ06.Б.05060. В опытной эксплуатации (ОАО «ТВЗ» г. Тверь) с 2005 г.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 08-08-13520 офи-ц).

Основные параметры контактора КБВ-3-25

Номинальный ток, А	25
Номинальное / максимальное рабочее напряжение, В	3000/4000
Ток отключения: номинальный/пределный, А	25/50
Основные параметры цепи управления:	
номинальное напряжение, В	50/110
ток потребления, А, пусковой/удержания	2,2/0,02
Механическая износостойкость, циклов ВО	$1 \cdot 10^6$
Электрическая износостойкость, циклов ВО	$0,5 \cdot 10^6$
Габаритные размеры, мм, не более:	
длина	340
ширина	72
высота	136
Масса, кг, не более	3,5

Список литературы

- Папченков С.И. Электрические аппараты и схемы тягового подвижного состава железных дорог. М.: Желдориздат, 2002.
- Иванов В.П., Алферов Д.Ф., Будовский А.И., Сидоров В.А. Применение вакуумных выключателей для коммутации цепей постоянного и переменного тока на подвижном составе железнодорожного транспорта // Электротехника. 1998. № 11. С. 41–46.
- Emtage P.R., Kimblin C.W., Gorman J.G. et al. Interaction between vacuum arcs and transverse magnetic fields with application to current limitation // I EEE Trans. Plasma Sci. 1980. Vol. 8. № 4. P. 314–319.
- Пат. № 2230385 РФ. Вакуумный выключатель / Д.Ф. Алферов, В.Г. Гостиев, В.П. Иванов и др. // БИ. 2004. № 16.
- Алферов Д.Ф., Иванов В.П., Евсин Д.В., Сидоров В.А. Изучение статистических закономерностей гашения электриче-

ской дуги постоянного тока в аксиально-симметричном магнитном поле // Термофизика высоких температур. 2008. Т. 46. № 4. С. 495–503.

6. Капур К, Ламберсон Л. Надежность и проектирование систем. М.: Мир, 1990.

7. Пат. № 2195732 РФ. Форсированный электромагнитный привод коммутационных аппаратов / В.П. Иванов, А.И. Будовский. 2002.

Алферов Дмитрий Фёдорович — ведущий научный сотрудник ФГУП ВЭИ, канд. физ.-мат. наук. Окончил факультет автоматики и телемеханики МИФИ в 1969 г. Защищил диссертацию по теме «Некоторые

вопросы теоретического и экспериментального исследования основных характеристик источников ондуляторного излучения» в 1979 г.

Будовский Александр Исаакович — сотрудник ФГУП ВЭИ. Окончил энергомашиностроительный факультет МЭИ в 1963 г.

Евсин Дмитрий Викторович — сотрудник ФГУП ВЭИ. Окончил Институт электротехники МЭИ в 2003 г.

Иванов Валерий Павлович — сотрудник ФГУП ВЭИ. Окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1972 г.

Выбор способа регулирования частоты вращения мотор-колеса многоосного колёсного шасси

ЛЫЧАГОВ С.А. СТРОГАНОВ Е.А.

Рассмотрены способы регулирования асинхронизированного двигателя для мотор-колеса многоосного колёсного шасси. Предлагаемый способ позволяет производить плавное регулирование тягового двигателя на переменном токе, при этом получить максимальный пусковой момент при трогании с места и снизить влияние высших гармоник от преобразователей частоты.

Ключевые слова: многоосное колёсное шасси, мотор-колесо, асинхронизированный двигатель, преобразователь частоты.

В настоящее время мировые автомобильные концерны ведут работу над созданием гибридных автомобилей. Гибридный автомобиль основан на применении электрической трансмиссии. В многоосных колёсных шасси получила распространения трансмиссия на постоянном токе. Однако в последнее время с развитием силовой электроники конструкторов привлекают электрические машины на переменном токе, имеющие преимущество в части простоты устройства и меньшей массы.

Асинхронные двигатели (АД) наиболее просты в изготовлении и наиболее дешёвые, поэтому применение их в регулируемых электроприводах весьма перспективно. Однако до сих пор не найдено дешёвой и экономичной системы регулирования частоты вращения АД, хотя известны десятки способов [1].

Угловая скорость ротора связана с синхронной угловой скоростью и скольжением выражением

There are some ways of the adjustment of the asynchronous traction engine for the motor-wheel of multiaxis chassis. The offered method makes it possible to produce a step less control of the alternating current traction engine, and moreover, to get a maximal starting torque and to reduce an influence of a transforming frequency on the upper harmonics.

Key words: multiaxis chassis, motor-wheel, asynchronous electric motor, frequency converter.

$$\omega_p = \omega_c(1-s) = \frac{60f_1}{p}(1-s). \quad (1)$$

Из (1) следует, что есть всего три варианта регулирования угловой скорости: путём изменения частоты f_1 , числа пар полюсов p и скольжения s .

Регулирование скорости переключением числа пар полюсов ступенчатое, двигатели получаются многоскоростные. При жёстких механических характеристиках двигателя, когда скольжение изменяется в небольших пределах, регулирование скорости экономичное. Однако многоскоростные двигатели требуют сложной коммутационной аппаратуры и имеют несколько худшие экономические показатели. Широкое применение двигатели данного типа нашли в промышленности для приводов станков, лифтов, вентиляторов и насосов, т.е. там, где допустимо ступенчатое регулирование частоты вращения [1].

Наиболее простым способом, обеспечивающим плавное регулирование частоты вра-

шения АД, является изменение скольжения (1). Принципиальным недостатком этого способа является низкий КПД, так как потери в роторе пропорциональны скольжению. И какие бы не предлагались варианты схем изменения скольжения, а их существуют десятки, в электрическом преобразователе энергии преобразование в тепло и в механическую мощность имеет равные возможности. В АД это проявляется наиболее наглядно $P_{\text{э2}} = P_{\text{эм}} s$. Эта связь не зависит от способа изменения скольжения, когда в процессе регулирования участвует одна машина [1].

Наиболее перспективным способом регулирования частоты вращения АД является частотный способ. Изменение частоты, подводимой к двигателю, осуществляется преобразователем частоты. При частотном регулировании изменяется синхронная частота вращения, а двигатель работает с небольшим скольжением. При преобразовании частоты и напряжения сети преобразователь частоты изменяет напряжение и частоту на выходе по закону $\frac{U}{f} = \text{const}$, что обеспечивает работу

двигателя при постоянном магнитном потоке [1]. В последнее время в связи с появлением силовых транзисторов (IGBT) появилась возможность создать дешёвый малогабаритный преобразователь на несколько киловатт [2, 3].

Современное развитие частотно-регулируемого мощного электропривода на основе использования синхронного и асинхронного двигателей выявило их ограничения при тяжёлых условиях пуска с максимально возможным пусковым моментом, сопровождающимся достаточно длительным режимомупора, лимитирующим тяговую нагрузку двигателей. Ограничения этого режима обусловлены нагревом структуры силовых ключей инверторного звена преобразователей частоты в цепи их статора (якоря), который в случае подвижного мощного тягового электропривода должен иметь минимальные габариты и массу (например в мотор-колесе многоосных колёсных шасси). В данной области применения электропривода необходимо обеспечить также ускоренный реверс и электрическое рекуперативное торможение до полной остановки привода, а в режиме рабочих скоростей максимально возможный КПД [2].

Указанные требования к электроприводу могут быть выполнены при условии применения двигателя двойного питания (асинхронизированного двигателя (АсД)) [2, 3]. Такая электрическая машина является универсальной и может работать в различных режимах (синхронном или асинхронном, в генераторном, двигательном или компенсаторном) и обладает следующими достоинствами:

1. Может быть источником реактивной мощности.

2. Установленная мощность преобразователя частоты АсД пропорциональна скольжению, поэтому для механизмов, требующих регулирования скорости в ограниченных пределах, применение таких двигателей выгодно. Регулирование частоты вращения производится выше или ниже синхронной, что благоприятно сказывается на массогабаритных показателях и установленной мощности системы автоматического управления.

Впервые идея создания АсД была высказана известным советским электротехником А.А. Горевым в 30-х годах. В 1935–1937 гг. подобная проблема исследовалась немецким электротехником Э. Тюксеном. Однако в то время все перечисленные работы не вышли за пределы лабораторных испытаний.

Исследования синхронных машин, допускающих несинхронное вращение ротора, были возобновлены в Советском Союзе в 1955 г. во Всесоюзном научно-исследовательском институте электроэнергетики.

Современный подход к проектированию АсД намечает два варианта их построения:

1. С одним преобразователем частоты (ПЧ) в обмотке якоря и питанием обмотки

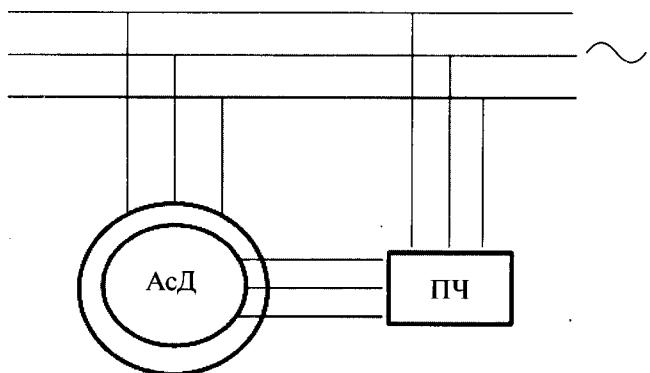


Рис. 1. Асинхронизированный двигатель с преобразователем частоты в обмотке якоря и питанием обмотки возбуждения от трёхфазной питающей сети промышленной частоты

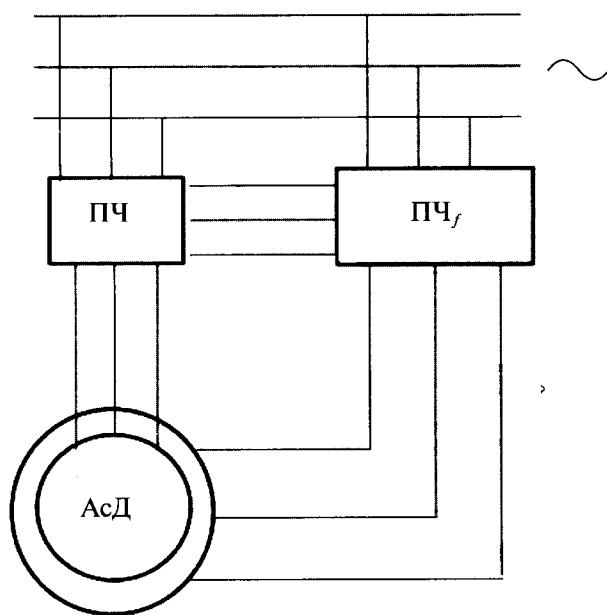


Рис. 2. Асинхронизированный двигатель с преобразователями частоты в обмотке якоря и в обмотке возбуждения с питанием от трёхфазной питающей сети промышленной частоты

возбуждения от трёхфазной питающей сети промышленной частоты (рис. 1).

2. С ПЧ в цепи якоря или с ПЧ в цепи возбуждения с низкочастотным выходным напряжением (рис. 2).

Несмотря на простоту конструкции, первый вариант АсД обладает рядом существенных недостатков:

1) низкие энергетические характеристики;

2) невозможность регулирования частоты возбуждения и выбора её оптимального значения;

3) невозможность плавного перевода двигателей в режим встречного вращения ротора и его магнитного поля;

4) трудность обеспечения ускоренного переворота двигателя.

С целью получения характеристик и свойств обобщённого двигателя постоянного тока ПЧ якоря должен иметь выходное инверторное звено по типу инвертора тока (ИТ) фиксирующего фазу тока относительно его напряжения, а ПЧ_f возбуждения — инверторное звено по типу инвертора напряжения (ИН), обеспечивающее изменение фазы тока возбуждения вплоть до возврата активной мощности в питающую сеть. ПЧ может быть выполнен в виде преобразователя частоты с непосредственными связями. Подобные преобразователи в последнее время получили большое распространение в связи с развитием элементной базы, им посвящено большое количество литературы [4]. Недостаток такого типа преобразователей — большое количество высших гармоник выходного напряжения (рис. 3) [2–4].

ПЧ с промежуточным звеном постоянного тока состоят из выпрямителя и управляемого инвертора. В таких преобразователях более широкий диапазон изменения частоты и бо-

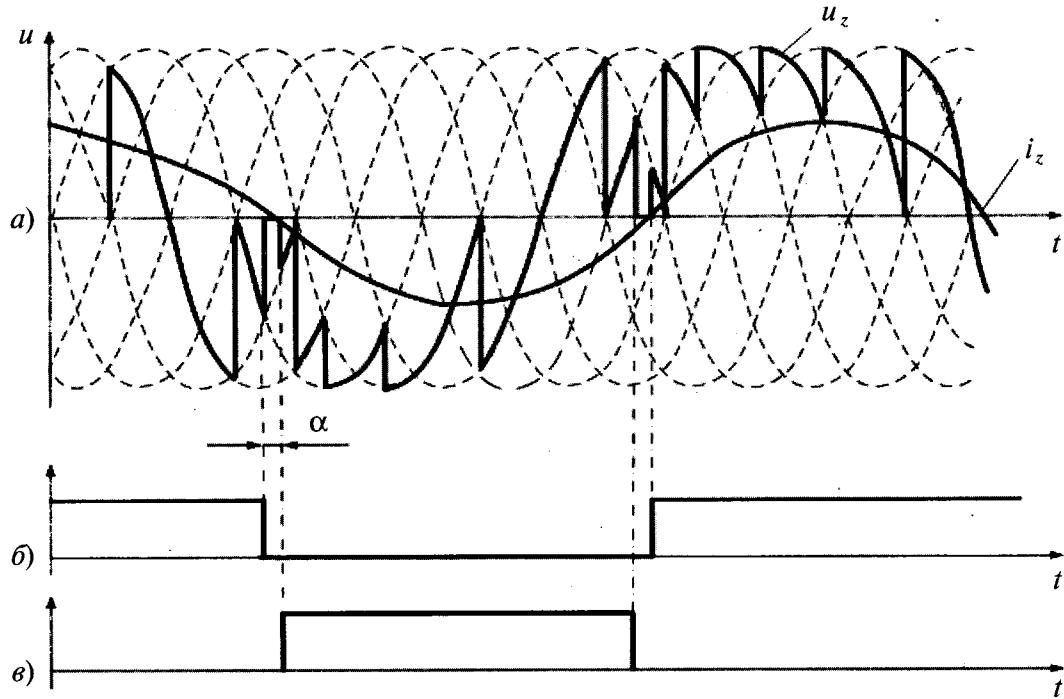


Рис. 3. Временная диаграмма, поясняющая работу НПЧ:

a — выходное напряжение НПЧ; b и c — сигналы, разрешающие работу группы вентилей

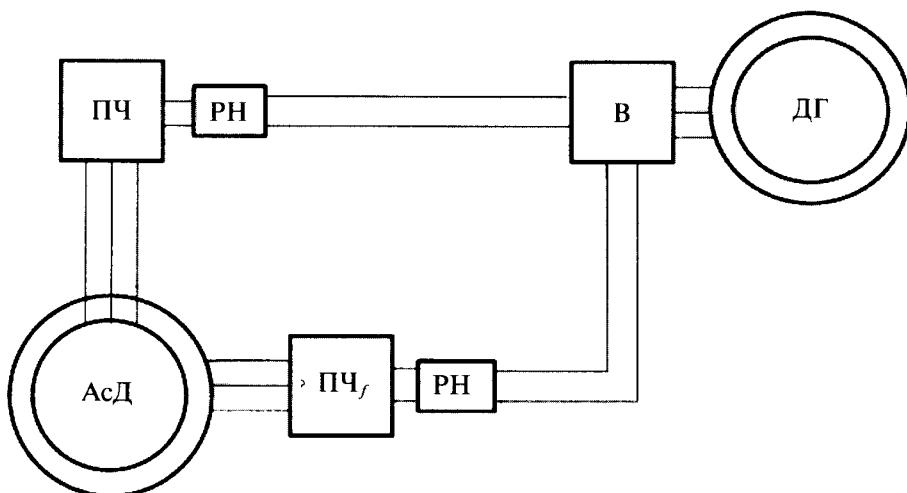


Рис. 4. Структурная схема с преобразователем частот с промежуточным звеном постоянного тока

лее плавная форма синусоиды, что обеспечивает гибкую связь между системами переменного тока при разных частотах, фазах и уровнях напряжения. Структурная схема с преобразователем частот с промежуточным звеном постоянного тока представлена на рис. 4.

В системах с такой структурой имеется возможность в качестве источника электрической энергии использовать дизель-генератор с изменяемой частотой вращения, что позволит существенно экономить топливо и в то же время независимо управлять системами переменного тока статора и ротора. Наиболее целесообразной областью применения такой системы могут являться передвижные дизельные электростанции на основе многоосных колёсных шасси (МСКШ) с электромеханической трансмиссией. Переменная частота дизель-генератора позволяет ему работать с номинальной мощностью, меньшей номинальной мощности дизель-генераторов такого же класса с фиксированной частотой вращения. Тяговый АсД по сравнению с тяговыми асинхронными двигателями и двигателями постоянного тока не имеет ограничений упора (трогания с места) при заданном значении пускового тока по условиям сцепления колёс с различными участками дороги. Другое существенное преимущество тягового АсД перед АД и ДП в режиме трогания МСКШ – возможность обеспечения ортогональным управлением (поддержанием ортогональности векторов магнитного потока якоря $\Phi \perp I$) при искусственной коммутации тока якоря максимально возможного

значения пускового момента трогания (при заданном максимальном значении тока якоря) независимо от начального положения ротора. Кроме того, пусковой момент тягового АсД имеет меньшие пульсации при трогании и малых частотах вращения, обеспечивая максимальное использование сцепной массы шасси. У АсД при встречном вращении ротора и магнитного поля возбуждения КПД выше, чем у ДПТ и АД, за счёт снижения магнитных потерь. При остановке МСКШ тяговый АсД переходит в генераторный режим, что позволяет осуществлять электрическое торможение (рекуперацию) до полной остановки шасси. Также АсД позволяет исключить негативное влияние рекуперации при поворотах шасси, когда один борт МСКШ является опережающим, а другой отстающим, так как они движутся по разной траектории.

Наличие двух ПЧ в системе, усложняя конструкцию электропривода, одновременно придаёт ему большую живучесть в аварийных режимах за счёт резервных вариантов, что ценно для передвижных дизель-электрических станций, применяемых в военной технике.

Актуальной задачей является поиск законов управления для получения наивысших энергетических показателей при регулировании электропривода.

Список литературы

1. Копылов И.П. Электрические машины: Учебник для вузов. М.: Высшая школа; Логос, 2000. С. 239–325.

2. Сонин Ю.П. Асинхронизированные вентильные двигатели. Саранск: Из-дво Мордовского университета, 1998. С. 4–35.

3. Шакарян Ю.Г. Асинхронизированные синхронные машины. М.: Энергоатомиздат, 1984. С. 140–170.

4. Лабунцов В.А., Ривикин Г.А., Шевченко Г.И. Электроприводы с полупроводниковым управлением. М.: Энергия, 1967. С. 7–56.

Лычагов Сергей Александрович – заместитель начальника кафедры электротехники, электроники и электроснабжения РК Серпуховского военного ин-

ститута ракетных войск, канд. техн. наук. Окончил Серпуховское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск в 1985 г. Защитил диссертацию по спецтеме в 2005 г.

Строганов Евгений Анатольевич – начальник лаборатории кафедры электротехники, электроники и электроснабжения РК Серпуховского военного института ракетных войск. Окончил факультет «Системы управления войск» Серпуховского военного института ракетных войск в 1999 г.

Расчёт системы тягового электроснабжения метрополитена с учётом частичных токов рекуперации, отдаваемых вагонами типа «Русич»

ГРЕЧИШНИКОВ В.А.

Рассмотрен алгоритм расчётов системы тягового электроснабжения метрополитена с учётом частичных токов рекуперации, отдаваемых в тяговую сеть рекуперирующими современными электроподвижными составами с асинхронными тяговыми приводами и микропроцессорной системой управления.

Ключевые слова: рекуперативное торможение, моделирование системы тягового электроснабжения метрополитена, матричные уравнения, частичные токи рекуперации.

Московский метрополитен, как одно из энергоёмких предприятий города, постоянно ведёт работу по снижению энергопотребления. Один из путей повышения энергоэффективности – применение рекуперативного торможения. В настоящее время с введением в эксплуатацию вагонов типа 81-740.1/741.1 «Русич» появилась реальная возможность применения режимов рекуперативного торможения.

Всестороннее исследование различных аспектов внедрения режимов рекуперативного торможения предполагает, среди прочих мер, разработку модели линии метрополитена для расчёта системы тягового электроснабжения (СТЭ) с учётом рекуперативных режимов работы электроподвижного состава (ЭПС). На модели можно оценить эффективность рекуперации, частично увидеть «подводные камни» режимов рекуперативного торможения, оценить режимы работы оборудования тяго-

Algorithm of calculation of metro power supply system was considered. Algorithm of calculation was considered with partial recuperation currents outputted into traction system by modern recuperation rolling stock with non-synchronous traction drive and microprocessor-based control system.

Key words: recuperation braking, modeling of metro power supply system, matrix equations, partial recuperation currents.

вых подстанций (ТП), оценить межпоездной обмен энергией рекуперации, а также значение избыточной энергии рекуперации и возможность её приёма с помощью накопителей энергии.

Модели для расчёта СТЭ с учётом ЭПС с возможностью рекуперации известны давно. Простейшие из них предполагают, что вся энергия рекуперации, которую не потребили ЭПС в режиме тяги, отдаётся в первичную сеть. Более сложные модели учитывают запирание преобразовательного агрегата ТП, если напряжение на её шинах поднялось выше напряжения холостого хода. ЭПС моделируется как идеальный источник тока. Схема расчёта для такой модели заменяется на итерационную, позволяющую определить «запертые» ТП. Если энергия всех рекуперирующих ЭПС больше энергии, требующейся на тягу, то происходит запирание всех подстанций, а применение модели ЭПС как иде-

ального источника тока приводит к получению бессмысленных результатов. В этих случаях считается, что часть ЭПС, определяемая по уровню напряжений на их токоприёмниках, выходит из режима рекуперативного торможения, включает реостатное торможение, гася всю энергию торможения в тормозных сопротивлениях.

В случае применения вагонов типа 81-740.1/741.1 «Русич» ситуация с расчётом усложняется, так как за счёт применения схем с широтно-импульсным модулированием и микропроцессорной системой управления удаётся отдать столько энергии рекуперации в тяговую сеть, сколько требуется для обеспечения заданного напряжения на токоприёмнике вагона. Остальная энергия идёт на тормозные реостаты. При этом возможны ситуации, когда вся энергия идёт на реостаты, и когда вся энергия идёт в тяговую сеть.

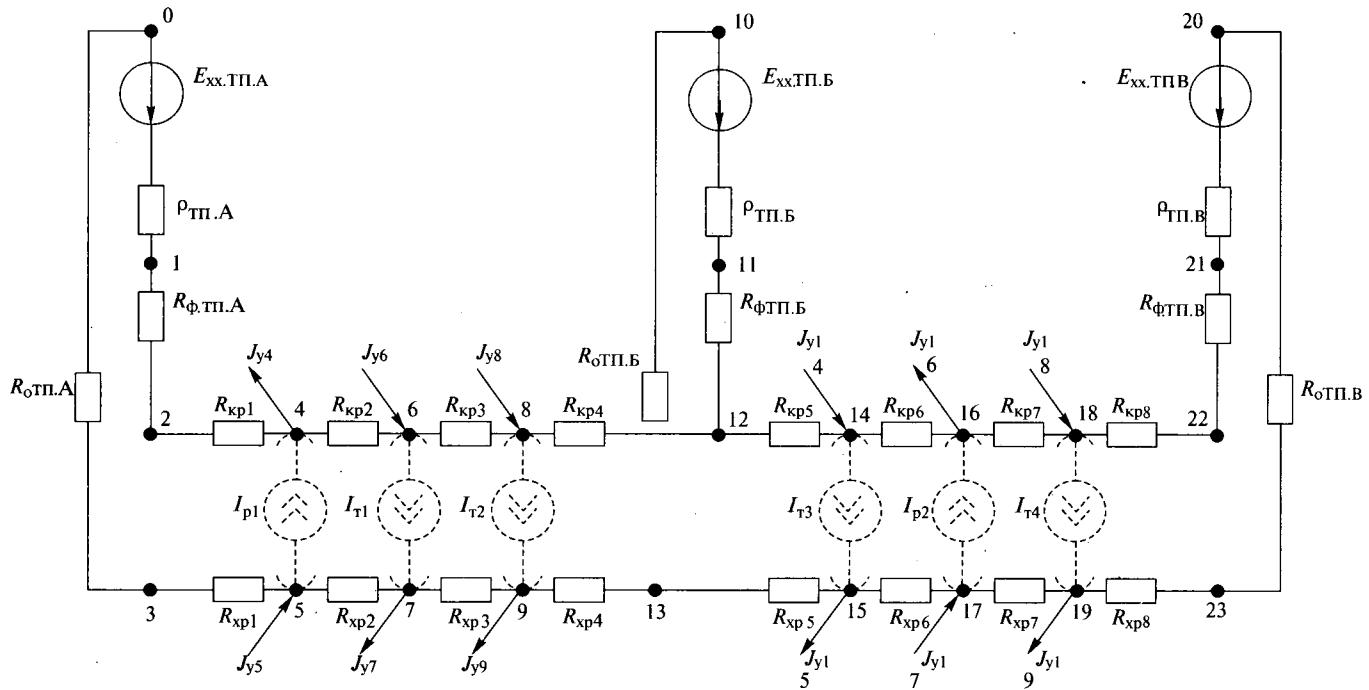
Режим напряжения в тяговой сети [1] крайне важен, так как влияет на надёжность работы всего оборудования, подключённого к ней. Режим рекуперации характеризуется повышением уровня напряжения на токоприёмнике рекуперирующего ЭПС и, как следствие, во всей тяговой сети. Однако су-

щественно повысить напряжение нельзя из-за ограничений максимально допустимого напряжения в тяговой сети. Современные ЭПС оборудуются специальными преобразователями, которые выдают в тяговую сеть только ту часть тока рекуперации, которая обеспечивает заданное напряжение на токоприёмнике, а оставшуюся часть пускают на бортовые реостаты, превращая её в тепло. Очевидно, что если напряжение на токоприёмнике в режиме рекуперации не будет достигать заданного уровня, то весь ток рекуперации будет идти в тяговую сеть.

Необходимо определить схему расчётов, чтобы на всех рекуперирующих ЭПС всего участка рассчитать части токов рекуперации, которые идут в тяговую сеть для обеспечения заданного уровня напряжений на токоприёмниках рекуперирующих ЭПС, или определить, что весь ток рекуперации идёт в тяговую сеть и это не приводит к превышению заданного напряжения на токоприёмниках рекуперирующих ЭПС.

Запишем матричное уравнение по методу узловых потенциалов [2,3]:

$$\varphi_y = (G_y)^{-1} (J_y - AG_B E_B).$$



Пример схемы замещения СТЭ

В этом уравнении матрица J_y определяет задающие токи узлов, которые формируются от ЭПС в тяге и ЭПС в рекуперации. Разделим матрицу J_y на две матрицы: $J_{t,y}$ и $J_{rek,y}$, которые будут описывать задающие токи узлов от ЭПС в режиме «тяга» и ЭПС в режиме «рекуперация». Поскольку в матрице $J_{rek,y}$ содержатся только токи узлов от ЭПС в режиме «рекуперация», а таких поездов может и не быть или их, чаще всего, небольшое количество, то делать её полноразмерной нет смысла. Также нет смысла задавать токи обоих узлов от одного источника тока, которым моделируется рекуперирующий ЭПС. Можно задать только сами токи в матрице I_{rek} , а к узлам их привести посредством матрицы A_{rek} . Матрица A_{rek} должна описывать узлы втекания и вытекания токов рекуперирующих ЭПС. Тогда $J_{rek,y} = A_{rek} I_{rek}$, а уравнение можно переписать следующим образом:

$$\varphi_y = (G_y)^{-1} (J_{t,y} + A_{rek} I_{rek} - (G_y)^{-1} A G_B E_B). \quad (1)$$

Рассмотрим для примера схему, изображённую на рисунке. В этой схеме применены следующие обозначения:

$E_{xx.TP.A}$, $E_{xx.TP.B}$, $E_{xx.TP.B}$ – напряжения ХХ ТП А, Б, В, соответственно; $\rho_{TP.A}$, $\rho_{TP.B}$, $\rho_{TP.B}$ – внутренние сопротивления ТП А, Б, В, соответственно; $R_{\Phi.TP.A}$, $R_{\Phi.TP.B}$, $R_{\Phi.TP.B}$ – сопротивления кабелей питающих фидеров; $R_{o.TP.A}$, $R_{o.TP.B}$, $R_{o.TP.B}$ – сопротивления кабелей отсасывающих фидеров; R_{kpi} , R_{xpi} – сопротивления i -х фрагментов контактного и ходовых рельсов между ТП и нагрузками и между нагрузками; I_{pi} – токи i -х идеальных источников тока, которыми моделируются ЭПС, находящиеся в режиме рекуперативного торможения; I_{ti} – токи i -х идеальных источников тока, которыми моделируются ЭПС, находящиеся в тяговом режиме; I_{yi} – задающие токи i -х узлов, которые определяются по значениям I_{pi} , I_{ti} и подставляются в выражение (1).

Для этой схемы матрицы $J_{t,y}$, J_{rek} и A_{rek} будут равны:

$$J_{t,y} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ -I_{T1} & 0 & 0 \\ I_{T1} & 0 & 0 \\ -I_{T2} & 0 & 0 \\ I_{T2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -I_{T3} & 0 & 0 \\ I_{T3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 \\ -I_{T4} & 0 & 0 \\ I_{T4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}; \quad A_{rek} = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}; \quad I_{rek} = \begin{vmatrix} I_{p1} \\ I_{p2} \end{vmatrix}.$$

Напряжения на токоприёмниках рекуперирующих ЭПС не должны превышать заданного значения (например, для метрополитенов она составляет 925 В, для электрифицированных железных дорог постоянного тока 4000 В). Эти напряжения для каждого ЭПС образуются между узлами в контактном проводе или рельсе и узлами в ходовых рельсах. Совокупность этих узлов описывает матрица A_{rek} . Значит, напряжения на рекуперирующих ЭПС можно выразить как $U_{rek,B} = A_{rek,T} \varphi_y$. Подставив выражение для потенциалов узлов в выражение (1) для напряжений на рекуперирующих ЭПС получим:

$$U_{rek,B} = A_{rek,T} ((G_y)^{-1} (J_{t,y} + A_{rek} I_{rek}) - (G_y)^{-1} A G_B E_B),$$

откуда

$$I_{rek} = (A_{rek,T} (G_y)^{-1} (A_{rek})^{-1} (U_{rek,B} - A_{rek,T} (G_y)^{-1} (A G_B E_B - J_{t,y}))). \quad (2)$$

Таким образом, сразу для всей схемы, для всех рекуперирующих ЭПС, напряжения на токоприёмниках которых превышают заданное значение, удаётся определить их частичные токи рекуперации.

В связи с этим предлагается корректировка существующих алгоритмов расчёта СТЭ, основанных на известных матричных соотношениях для расчёта электрических цепей. После первоначального решения мгновенной схемы на основе уравнения [1]

$$\begin{vmatrix} A \\ BR_B \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_B \\ E_K \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} I_B \\ E_K \end{vmatrix}, \quad (3)$$

где A и B – первая и вторая матрицы инцидентий; I_B – матрица-столбец токов ветвей; I_y – матрица-столбец задающих токов узлов; E_K – матрица-столбец контурных ЭДС; R_B – матрица сопротивлений ветвей, производится анализ результатов по следующему алгоритму:

1. Если напряжения на токоприёмниках рекуперирующих поездов не превышают допустимых значений ($U_T < 925$ В) и все ТП находятся в тяговом режиме, то первоначальное решение мгновенной схемы принимается окончательным. При этом напряжения ветвей можно вычислить по полученным токам ветвей по формуле $U_B = A_T \varphi_y$, где $\varphi_y = (A_{\alpha T})^{-1} (R_{\alpha B} (I_{\alpha B} + I_{\alpha V}) - E_{\alpha B})$. Индекс α обозначает принадлежность ветви к дереву схемы.

2. При невыполнении предыдущего условия на одном или нескольких поездах, находящихся в режиме рекуперации электроэнергии, а также при переходе одной или нескольких ТП в инверторный режим, осуществляются следующие действия:

а) на ТП, перешедших в режим инвертирования, внутренние сопротивления принимаются равными 1 ГОм; таким образом, ТП превращается, по сути, в пост секционирования; на последующих итерациях определяются «открывшиеся» ТП, внутренние сопротивления которых принимаются номинальными; таким образом, наиболее просто, в виде двухзонной кусочно-линейной аппроксимации моделируется ВАХ преобразовательного агрегата;

б) производится определение рекуперирующих электровозов, напряжения на токоприёмниках которых превышают заданное значение, и для них составляются матрицы

$I_{\text{рек}}$ и $A_{\text{рек}}$; рассчитываются частичные токи рекуперации по выражению (2);

в) выполняется повторное решение мгновенной схемы по уравнению (3), в которое подставляются задающие токи узлов, скорректированные по пункту б; за счёт уменьшения токов рекуперации ЭПС, определённых в пункте а, происходит перераспределение энергий в схеме, что приводит к изменению всей потенциальной диаграммы схемы и распределению токов в её ветвях;

г) при необходимости выполняется несколько итераций по пунктам а–в (практически их число не превышает 3–5), в результате которых все поставленные условия выполняются; напряжения на рекуперирующих поездах не превышают максимально допустимых, а ТП находятся или в тяговом режиме, или по потенциальным условиям в «запертом» состоянии; окончательным критерием выхода из итерационного процесса является уменьшение евклидовой нормы матрицы, полученной как разница матриц токов ветвей на данном и предыдущем шаге итерации, до требуемого значения (порядка единиц ампер); в качестве примечания следует заметить, что даже при нормативных значениях напряжений в тяговой сети в ряде мгновенных схем возможно увеличение этих напряжений при переходе одной или нескольких ТП в «запертое» состояние.

3. Определяется энергия рекуперации, отданная поездам, находящимся в данный момент в режиме тяги.

4. Определяется энергия рекуперации, потреблённая поездами, находящимися в данный момент в режиме тяги.

5. Результаты решения мгновенной схемы записываются в информационную базу.

Данный алгоритм можно распространить на случай моделирования ЭПС как гибкой нерастяжимой нити и каждого рекуперирующего вагона ЭПС по отдельности.

Таким образом, рассмотренный алгоритм позволяет улучшить точность и скорость расчётов по моделированию СТЭ с учётом рекуперативных режимов работы современного ЭПС с асинхронным тяговым приводом и микропроцессорной системой управления. Скорость расчётов возрастает за счёт исключения итерационной схемы подбора значения частичных токов рекуперации. Точность расчётов повышается за счёт точного решения системы уравнения относительно значений

источников тока, которыми моделируется ЭПС, при заданных значениях напряжения на их токоприёмниках, причём расчёт происходит для всей схемы сразу, а значит, учитывается перераспределение энергии в схеме при изменении значений токов источников тока. Итерационный процесс сохраняется только в части определения «запертых» ТП и в части возможных пересчётов частичных токов рекуперации ЭПС, напряжение на которых превысило допустимое значение в следствии перераспределение энергии.

Список литературы

1. Мельников Н.А. Матричный метод анализа электрических цепей. М.: Энергия, 1972.

2. Теоретические основы электротехники. Т. 1. Основы теории линейных цепей/Под ред. П.А. Ионкина. М.: Вышш. школа, 1976.

3. Марквардт К.Г. Электроснабжение железных дорог. М.: Транспорт, 1982.

Гречишников Виктор Александрович – доцент кафедры «Энергоснабжение электрических железных дорог» МГУ ПС (МИИТ), канд. техн. наук. Окончил Московский государственный университет путей сообщения (МИИТ) в 1996 г. Защитил диссертацию по теме «Разработка многопараметрической микропроцессорной защиты фидеров тяговой сети постоянного тока 3,3 кВ методами математического моделирования и натурального эксперимента» в 2000 г.

ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЯ

Программный комплекс для расчёта индуктивных сопротивлений вторичных токоподводов электротехнологических установок

АЛИФЁРОВ А.И., БИКЕЕВ Р.А., ВЛАСОВ Д.С., ГОРЕВА Л.П., ДОМАРОВ П.В.

Представлено описание математической модели и программного комплекса, предназначенных для расчёта индуктивных сопротивлений трёхфазных систем вторичных токоподводов электротехнологических установок. Приведены результаты расчёта коротких сетей для сверхвысокомощных дуговых сталеплавильных электропечей в сравнении с имеющимися в литературных источниках экспериментальными данными.

Ключевые слова: программный комплекс, индуктивные сопротивления, вторичный токоподвод, электротехнологические установки.

The description of mathematical model and software for calculation of secondary current conductors inductance of three-phase electrotechnological installations are presented. The results of secondary circuit inductance calculations of ultrahigh power arc furnaces are compared with experimental data.

Key words: software, inductive impedances, secondary current-carrying conductors, three-phase electrotechnological installations.

При проектировании и модернизации мощных трёхфазных электротехнологических установок необходимо выполнять оптимизационные расчёты систем токоподводов электрической энергии от источника к рабочей зоне агрегата. До настоящего времени данные расчёты выполняются на основе аналитических методик, предполагающих параллельное пространственное расположение проводников в этом токоподводе. Вместе с тем, системы проводников токоподводов современных мощных электротехнологических

установок (сверхвысокомощных дуговых сталеплавильных печей, руднотермических печей, установок электрошлакового переплава и др.) имеют сложную пространственную конфигурацию, и расчёт активных и индуктивных сопротивлений этих токоподводов существующими аналитическими методиками даёт большие погрешности (до 40%).

Так как наибольшую часть импеданса цепи, как правило, имеет индуктивное сопротивление, то на разработку оптимизационной математической модели и программ-

ногого комплекса, позволяющих рассчитывать эти сопротивления для систем проводников, произвольно расположенных в пространстве, и были направлены усилия авторов данной статьи.

Математическая модель

При постановке модели рассмотрены два прямолинейных проводника, произвольно расположенных в пространстве друг относительно друга (рис. 1): при этом h – длина общего перпендикуляра, проведённого к линиям, которым принадлежат данные проводники; φ – угол между направлениями токов, протекающих по данным проводникам. Координаты x и y отсчитываются от общего перпендикуляра O_1O_2 к проводникам в направлении протекающих по ним токов. Тогда взаимную индуктивность между прямолинейными проводниками произвольно расположенным в пространстве можно рассчитать по выражению [1]

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \cos\varphi \sum_{p=1}^2 \sum_{q=1}^2 (-1)^{p+q} F_{pq}, \quad (1)$$

где

$$\left. \begin{aligned} F_{pq} &= x_p \ln(y_q - x_p \cos\varphi + R_{pq}) + \\ &+ y_q \ln(x_p - y_q \cos\varphi + R_{pq}) + A_{pq}; \\ A_{pq} &= \frac{2h}{\sin\varphi} \arctg \left(\frac{x_p + y_q + R_{pq}}{h} \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} \right); \\ R_{pq} &= \sqrt{x_p^2 + y_q^2 - 2x_p y_q \cos\varphi + h^2}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Прямое использование выражений (1), (2) невозможно из-за неопределенности значения слагаемого A_{pq} для ряда случаев расположения проводников: а) проводники параллельны, токи направлены в одном или противоположном направлениях ($h \neq 0, \varphi \rightarrow 0; \varphi \rightarrow \pi$); б) проводники пересекаются или пересекаются линии, которым принадлежат

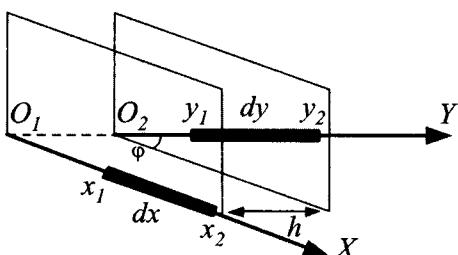


Рис. 1. Взаимное расположение двух прямолинейных проводников в общем случае

данные проводники ($h \rightarrow 0, 0 < \varphi < \pi$); в) проводники находятся на одной линии, а токи направлены в разных направлениях ($h \rightarrow 0, \varphi \rightarrow \pi$).

В указанных случаях была разрешена неопределенность относительно A_{pq} [2, 3].

1. Проводники параллельны $h \neq 0, \varphi \rightarrow 0$:

$$\lim_{\varphi \rightarrow 0} \sum_{p=1}^2 \sum_{q=1}^2 (-1)^{p+q} \frac{2h}{\sin\varphi} \arctg \left(\frac{x_p + y_q + R_{pq}}{h} \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} \right) = \sum_{p=1}^2 \sum_{q=1}^2 (-1)^{p+q} R_{pq}; \quad (3)$$

проводники параллельны $h \neq 0, \varphi \rightarrow \pi$:

$$\lim_{\varphi \rightarrow \pi} \sum_{p=1}^2 \sum_{q=1}^2 (-1)^{p+q} \frac{2h}{\sin\varphi} \arctg \left(\frac{x_p + y_q + R_{pq}}{h} \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} \right) = \sum_{p=1}^2 \sum_{q=1}^2 (-1)^{p+q} \left(\frac{-h^2}{x_p + y_q + R_{pq}} \right). \quad (4)$$

Для варианта $\varphi \rightarrow \pi$ предел определён лишь в том случае, когда $\frac{x_p + y_q + R_{pq}}{h} > 0$.

Это выражение справедливо для всех случаев параллельного расположения проводников.

2. Проводники пересекаются в точке $h \rightarrow 0, 0 < \varphi < \pi$:

$$\lim_{\substack{h \rightarrow 0 \\ 0 < \varphi < \pi}} \frac{2h}{\sin\varphi} \arctg \left(\frac{x_p + y_q + R_{pq}}{h} \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} \right) = 0. \quad (5)$$

3. Проводники находятся на одной линии $h \rightarrow 0, \varphi \rightarrow \pi$:

$$\lim_{\substack{h \rightarrow 0 \\ \varphi \rightarrow \pi}} \frac{2h}{\sin\varphi} \arctg \left(\frac{x_p + y_q + R_{pq}}{h} \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} \right) = 0. \quad (6)$$

Собственная индуктивность прямолинейного проводника определялась по выражению [1, 4]

$$L = N - G, \quad N = 2l[\ln(2l) - 1] \cdot 10^{-7}; \quad G = 2l/\ln(g) \cdot 10^{-7}, \quad (7)$$

где l – длина прямолинейного участка, см; g – среднее геометрическое расстояние площади поперечного сечения провода от самого себя, см.

Выражения для определения среднего геометрического расстояния площади поперечного сечения прямолинейного проводника от самого себя g для различных, наиболее распространённых видов, сечений приведены в [1, 4].

Одно из основных приложений описанной методики расчёта собственных и взаимных

индуктивностей между проводниками, произвольно расположеными в пространстве, – это расчёт индуктивного сопротивления токоподводов электротехнологических установок. Наиболее актуальна эта задача для дуговых сталеплавильных электропечей (ДСП) и руднотермических электропечей (РТП). Токоподводы этих установок имеют одинаковые по назначению и несколько отличающиеся по конструкции функциональные участки.

К источнику питания примыкает жёсткая неподвижная часть, называемая шинным мостом. Она выполняется в виде пакета прямоугольных шин (РТП) или водоохлаждаемых трубошин круглого поперечного сечения (ДСП, РТП). В современных ДСП применяется схема вторичного токоподвода «звезда на трансформаторе», преобразование вторичной обмотки печного трансформатора из «треугольника» в «звезду» выполняется внутри трансформатора.

Следующий участок – гибкий токоподвод или кабельная гирлянда. Он обеспечивает в электротехнологических установках выполнение таких технологических операций, как перемещение электродов, наклон печи для слива, подъём и отворот свода для загрузки печи сверху. Он выполняется в виде группы водоохлаждаемых кабелей.

Затем следует жёсткий подвижный токоподвод к электроду. В процессе работы ДСП он совершает плоскопараллельное перемещение в вертикальной плоскости. Ещё в 90-х годах прошлого столетия на ДСП этот участок выполнялся в виде трубошин, закреплённых на несущем рукаве. На современных печах ток канализируют к электроду непосредственно по рукаву, который выполняется биметаллическим. Наружный медный токонесущий слой специальными методами приваривают к стальному внутреннему каркасу, обеспечивающему жёсткость конструкции. На этом участке возможны ещё два варианта конструктивного исполнения – компланарный и триангулированный. В компланарном варианте при одинаковом вылете стоек трёх фаз токоподводы расположены в одной плоскости. При этом возникает несимметрия индуктивных сопротивлений: сопротивление средней фазы заметно меньше сопротивлений крайних фаз. Для симметрирования применяют триангуляцию – проводники средней фазы приподнимают относительно крайних фаз, стремясь в сечении рас-

положить их по вершинам равностороннего треугольника.

На ДСП применяют графитированные электроды, которые изготавливаются секциями стандартной длины. Для получения электрода нужной длины несколько секций свинчиваются с помощью ниппельного соединения. В круглых печах используют три электрода, располагая их в плане по вершинам равностороннего треугольника.

Собственная и взаимная индуктивности фаз вторичного токоподвода ДСП определяются по методу участков, изложенному в [1, 4].

Описанная методика определения собственной и взаимной индуктивности прямолинейных проводников, произвольно расположенных в пространстве, легла в основу разработанного на кафедре «Автоматизированные электротехнологические установки» Новосибирского ГТУ программного комплекса «КорСет», позволяющего рассчитывать индуктивные сопротивления фаз вторичного токоподвода дуговых сталеплавильных электропечей, а при соответствующем вводе координат проводников также и индуктивные сопротивления токоподводов других электротехнических агрегатов.

Описание программного комплекса

Программный комплекс содержит все необходимые признаки приложения, функционирующего под управлением операционной системы Microsoft Windows – основное меню, панель инструментов, вкладки и другие элементы.

Каждая вкладка основного окна предназначена для ввода геометрических данных для различных участков вторичного токоподвода дуговой сталеплавильной электропечи.

Например, после нажатия ярлыка *Шинный мост* появляется вкладка «Шинный мост» (рис. 2), в которой для каждой фазы шинного моста указывается количество прямолинейных участков, на которые разбивается рассматриваемая фаза. Для каждого прямолинейного участка задаются координаты его начала и конца, выбирается конфигурация и указываются размеры поперечного сечения.

При вводе координат соблюдается соправленность проводников с током в них.

После нажатия следующего ярлыка – *Кабельная гирлянда* появляется вкладка «Кабельная гирлянда». В каждой фазе задаются координаты точек подвеса кабельной гирлянды на неподвижном (X_i) и подвижном

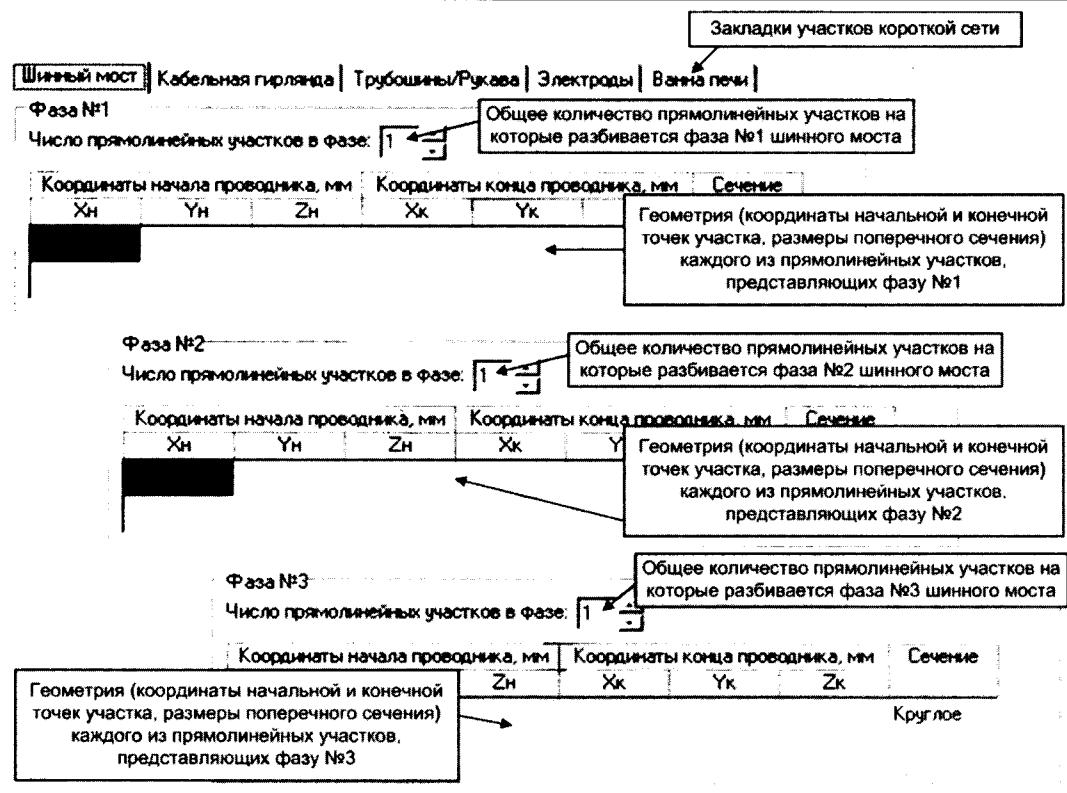


Рис. 2. Вкладка «Шинный мост»

(X_p) башмаках, длина кабеля, размеры сечения группы кабелей одной фазы.

Аналогичным образом организована работа и с остальными участками короткой сети электропечи: «Трубоины/Рукава», «Электроды», «Ванна печи».

Введённые исходные геометрические данные можно сохранить в файле данных специального формата для возможности его использования в следующем сеансе работы программы. Для выполнения расчёта выбираем в основном меню: Расчёт => — рас считать индуктивность. Если исходные данные введены корректно, то появляется текстовое окно с перечислением введённых исходных данных и результатами расчёта собственных и взаимных индуктивностей по функциональным участкам, фазных индуктивностей всей установки, фазных индуктивных сопротивлений, среднефазного индуктивного сопротивления, коэффициента асимметрии фазных индуктивных сопротивлений. Информацию из этого окна можно копировать обычным способом в какой-либо текстовый редактор, распечатать на принтере или сохранить в файл в формате *.rtf.

Пример расчёта по программе «КорСет»

Разработанный программный комплекс был использован для поверочных расчётов

индуктивного сопротивления вторичного токоподвода дуговых сталеплавильных электропечей, спроектированных в разные годы на ОАО «Сибэлектротерм»: ДСП-100И6, введённой в эксплуатацию в 1980 г., ДСП-100И8 – в 1990 г., ДСП-100Н10 – в последние пять лет. Установки ДСП-100И6 и ДСП-100И8 оснащены трубоинами вдоль несущего рукава, ДСП-100Н10 – токоведущими рукавами.

Рассчитанное по программе среднефазное индуктивное сопротивление фаз вторичного токоподвода электропечи ДСП-100И6 составляет 3,47894 мОм, что отличается от экспериментально снятого среднефазного индуктивного сопротивления для этой же установки на 8,5% (экспериментально полученное $X_{cp} = 3,8$ мОм) [5].

Выводы

1. Разработаны математическая модель и программный комплекс для расчёта индуктивных сопротивлений трёхфазных систем прямолинейных проводников, произвольно расположенных в пространстве.

2. Созданный программный комплекс может быть использован при выполнении НИР по заданию предприятий, разрабатывающих электротехнологическое оборудование.

3. Применение разработанного программного продукта позволяет оптимизировать системы трёхфазного токоподвода мощных

электротехнологических и электротехнических установок на стадии проектирования нового оборудования и при модернизации уже эксплуатируемого.

Работа выполнена в рамках аналитической ведомственной целевой программы «Развитие научного потенциала высшей школы», проект № 2.1.2/4159.

Список литературы

1. Цейтлин Л.А. Индуктивность проводов и контуров. Л.-М.: Госэнергоиздат, 1950.
2. Чередниченко В.С., Бикеев Р.А., Горева Л.П. и др. Математическое моделирование электромеханических процессов в дуговых сталеплавильных электропечах // Научный вестник НГТУ. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. №2(17). С. 141–158.
3. V.S. Cherednichenko, A.I.Aliferov, R.A.Bikeev. Electromechanical Oscillations Influence to Inductance of Arc Furnace Second Circuit // Proceedings of the International Scientific Colloquium «Modeling for Electromagnetic Processing», March 24–26, 2003. Hanover: Hanover University, 2003. P. 285–291.
4. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. М.: Энергия, 1970.
5. Данис Я.Б., Кацевич Л.С., Жилов Г.М. и др. Короткие сети и электрические параметры дуговых электропечей М.: Металлургия, 1987.

Алифёров Александр Иванович – заведующий кафедрой «Автоматизированные электротехнологические установки» Новосибирского ГТУ (НГТУ), доктор техн. наук, проф. Окончил электромеханический

факультет Новосибирского электротехнического института в 1978 г. Защитил докторскую диссертацию в НГТУ по теме «Электротепловые процессы в токоведущих проводниках произвольной конфигурации. Теория и практика» в 1999 г.

Бикеев Роман Александрович – доцент кафедры «Автоматизированные электротехнологические установки» НГТУ, канд. техн. наук. Окончил электромеханический факультет НГТУ в 1998 г. Защитил диссертацию по теме «Динамические режимы в электромеханических системах дуговых сталеплавильных печах и их воздействие на вводимую активную мощность» в 2004 г.

Власов Давид Сергеевич – аспирант, мл. научн. сотрудник кафедры «Автоматизированные электротехнологические установки» НГТУ. Окончил факультет мехатроники и автоматизации НГТУ в 2009 г.

Горева Людмила Павловна – доцент кафедры «Автоматизированные электротехнологические установки» НГТУ, канд. техн. наук. Окончила электромеханический факультет Новосибирского электротехнического института в 1986 г. Защищила диссертацию в НГТУ по теме «Исследование и расчёт электромеханических колебаний в дуговых сталеплавильных электропечах с целью совершенствования режимов работы и оптимизации конструкций» в 1996 г.

Домаров Павел Вадимович – аспирант, ассистент кафедры «Автоматизированные электротехнологические установки» НГТУ. Окончил факультет мехатроники и автоматизации НГТУ в 2009 г.

ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

Одномерная динамическая модель индукционной тигельной печи

ФАТКУЛЛИН С.М., ФРИЗЕН В.Э., САРАПУЛОВ Ф.Н., ИДИЯТУЛИН А.А.

Предложена одномерная динамическая модель индукционной тигельной печи, созданной в пакете MATLAB 7.0.1/SIMULINK. Описаны блоки, из которых она состоит, а также приведён результат расчёта температур основного металла и довалки для ИТП ёмкостью 3 т.

Ключевые слова: индукционная тигельная печь, одномерная динамическая модель.

Proposes the one-dimensional dynamical model of induction crucible furnace, created in packet MATLAB 7.0.1/ SIMULINK. It describes blocks from which model be made, besides the main metal and filled metal temperature calculation result for ICF tankage 3 ton are presented.

Key words: induction crucible furnace, one-dimensional dynamical model.

При проектировании электротермических установок, в частности индукционных тигельных печей (ИТП), нередко возникает задача определения распределения температур в различных зонах установки в динамике. В ИТП процесс нагрева и плавки носит достаточно сложный характер, так как режим работы печи существенно зависит от физиче-

ских свойств и структуры материала, который в данный момент находится в тигле. Кроме того, интерес представляет динамика тепловых процессов в печи при паузах в работе после слива металла и во время завалки новой порции холодной шихты. Поэтому создание модели ИТП, с помощью которой мы могли бы предсказать режим работы печи

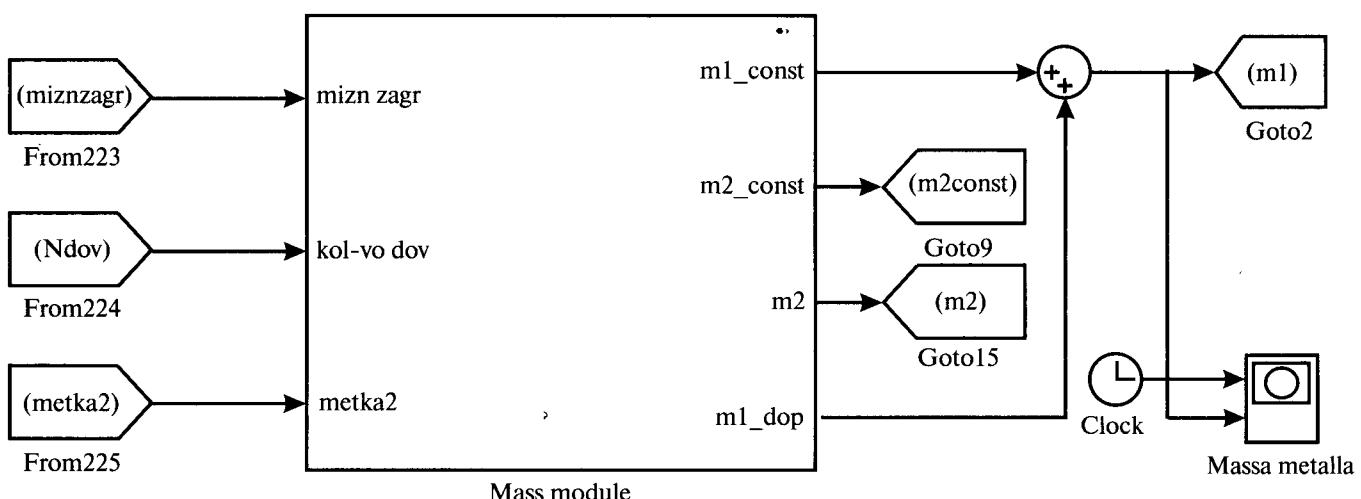


Рис. 1. Общий вид блока расчёта масс

на каждом этапе плавки, подобрать необходимые параметры источника питания печи и выработать рекомендации по технологии ведения плавки в ИТП (массу изначальной загрузки, количество довалок, массу каждой довалки), является весьма перспективной задачей.

Поставленным задачам в некоторой мере отвечает одномерная динамическая модель, использующая метод тепловых схем замещения. При построении данной модели использу-

зовался метод эквивалентных тепловых схем, как наиболее «быстрый» по сравнению с другими методиками [1]. Одномерная динамическая модель ИТП создана в пакете MATLAB 7.0.1/SIMULINK. Модель включает в себя четыре блока: блок задания данных, блок расчёта масс, тепловой блок расчёта и блок расчёта электрических параметров.

Блок задания данных представляет собой MATLAB-функцию, записанную в *m*-файле и встраиваемую в SIMULINK-модель. В нём

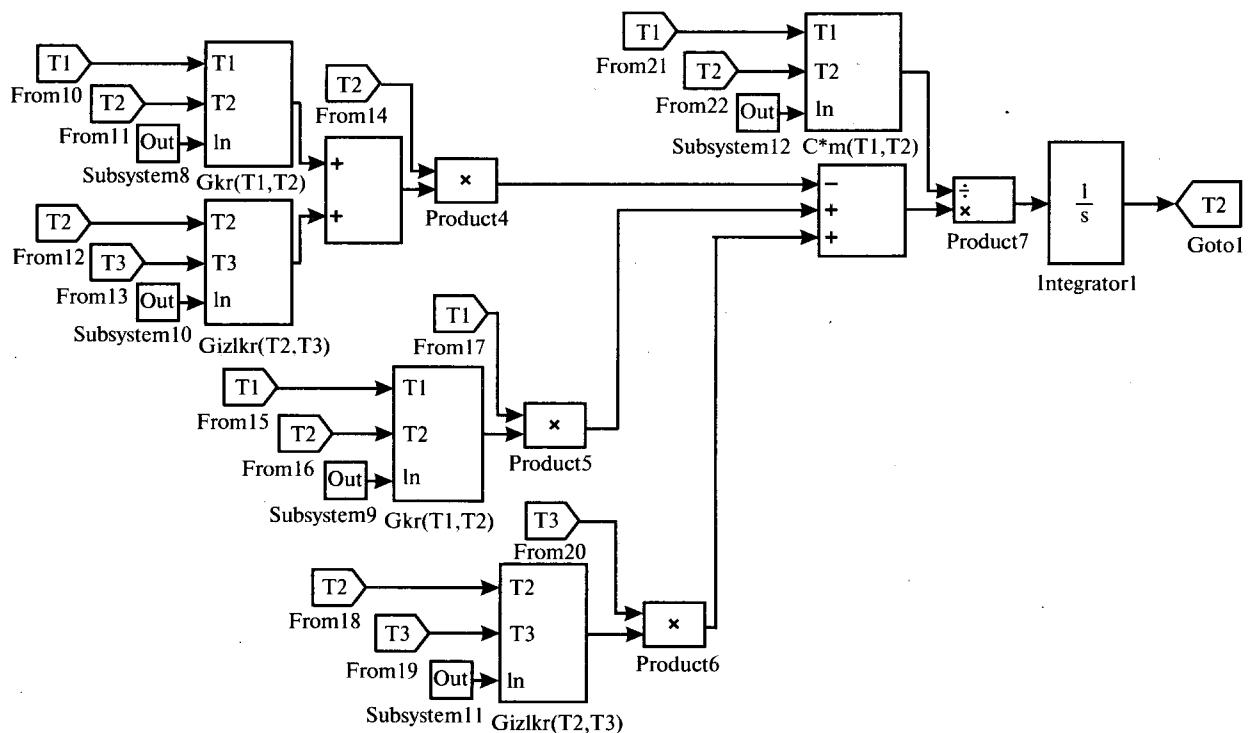


Рис. 2. Пример реализации уравнения для узла T2:

Gkr(T1,T2) – блок вычисления тепловой проводимости между узлами T1 и T2 теплопроводностью; Gz1 kr – блок вычисления тепловой проводимости между узлами T2 и T3 излучением; Cm(T1,T2) – блок вычисления произведения теплоёмкости крышки на массу крышки

задаются следующие параметры: параметры огнеупорных, теплоизоляционных материалов; параметры загружаемой шихты; размеры тигля; параметры и размеры индуктора; напряжение, подаваемое на инвертор; параметры инвертора; количество довалок и масса начальной загрузки.

Блок расчёта масс (рис.1) необходим для реализации довалок к основному металлу. Изначально в исходные данные задаются два параметра, которые определяют процесс этого расчёта: начальная масса загрузки и количество довалок. Кроме того, в блок вводятся следующие параметры: диаметр тигля, на-

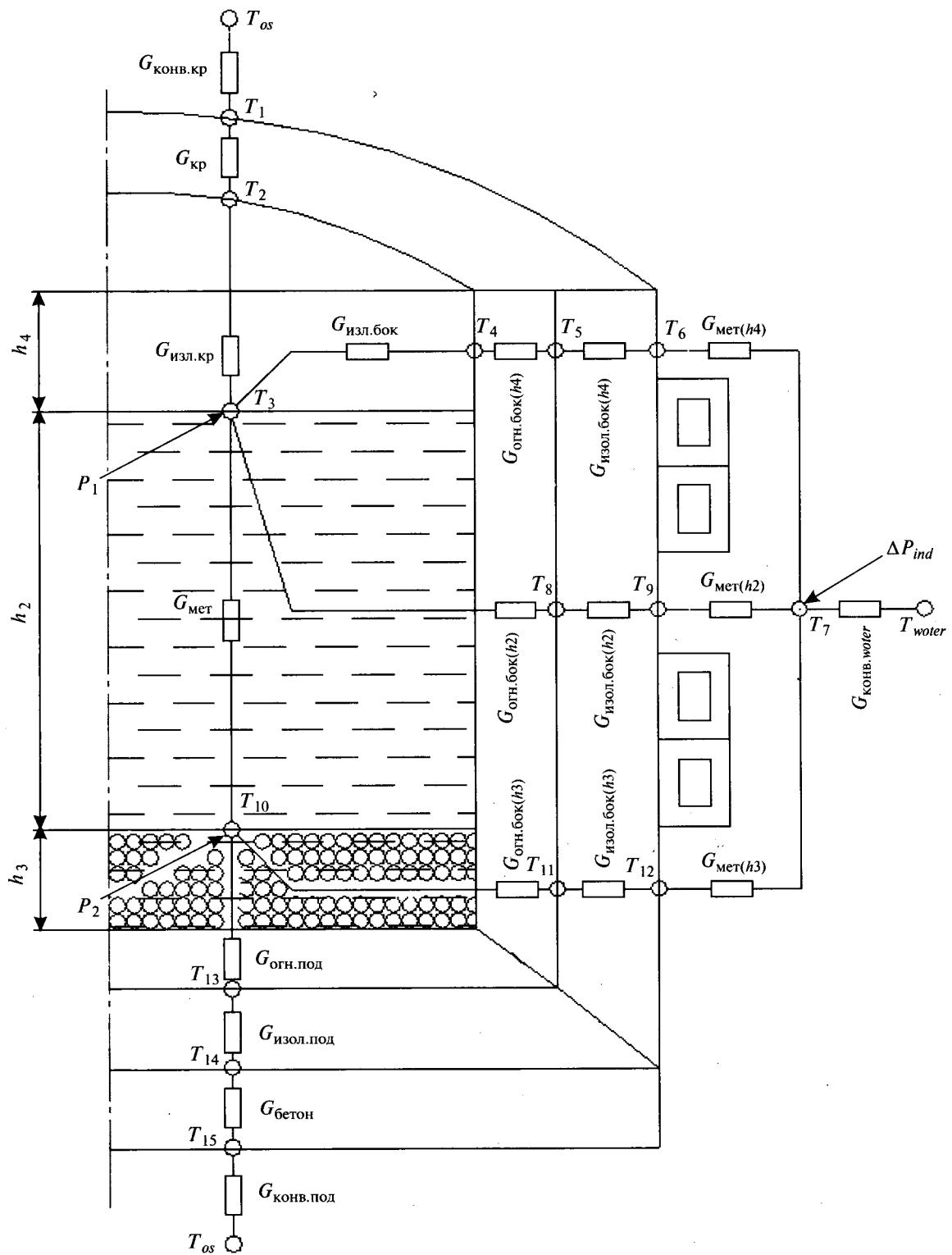


Рис. 3. Модель печи на третьем этапе расплавления (разбиение выполнено на основе [2])

сыпная плотность загрузки, плотность загрузки в расплавленном состоянии, высота индуктора, температура основного металла, температура перегрева металла, метка, сигнализирующая начало довалки.

На первом этапе рассчитываем загружаемую изначально массу, исходя из геометрических размеров тигля и насыпной плотности загрузки (m_1), и сравниваем её с заданной в исходных данных. Если заданная масса меньше рассчитанной, то в расчёт поступает заданная масса, в противном случае в расчёт передаётся вычисленная масса изначальной загрузки. Кроме того, вычисляется максимальная масса металла в печи в расплавленном состоянии (m_{\max}), из которой определяется масса одной довалки.

При достижении температуры перегрева основной загрузки происходит первая довалка и активируется флаг, запускающий в работу регулятор инвертора, который будет поддерживать заданную температуру перегрева.

После расплавления первой довалки масса довалки (m_2) добавляется к массе основного металла за счёт дополнительной массы (m_1_dop). Для вычисления номера довалки используется одна из меток теплового блока расчёта. После отработки заданного количества довалок (N_{dov}), масса довалки (m_2) становится равной нулю. Масса основного металла в печи равна максимальной массе загрузки в расплавленном состоянии ($m_1 = m_{\max}$).

Тепловой блок расчёта реализован в рамках тепловых детализированных схем, построенных в программе SIMULINK на основе 15 нелинейных дифференциальных уравнений с членами вида:

$$C_i \left(\frac{t_i + t_{i+1}}{2} \right) m_i \frac{dt_i}{d\tau} = -(G_i + G_{i+1}) t_i + G_i t_{i-1} + G_{i+1} t_{i+1} + P, \quad (1)$$

где C_i – теплоёмкость материала, зависящая от температуры; m_i – масса материала; t_i – температура узла; G_i – тепловая проводимость; P – мощность тепловыделения в узле.

Поскольку загрузка печи в различные моменты времени находится как в твёрдом, так и в жидким состоянии, при создании модели необходимо учитывать фазовый переход агрегатного состояния вещества. Это делается разбиением процесса плавки во времени на участки, каждому из которых соответствует своя расчётная модель (рис. 2).

На первом этапе плавки в тигель загружается шихта с определённой массой. Мощность индуцированных токов P_1 , вычисляемая в электрическом блоке расчёта, подводится к узлу Т3, в котором сосредоточена указанная тепловая масса шихты. Происходит её нагрев и расплавление.

При расплавлении металла образуется вторая тепловая ветвь ($G_{изл.бок}$), обусловленная проседанием уровня металла при расплавлении (рис. 3). Она также может образо-

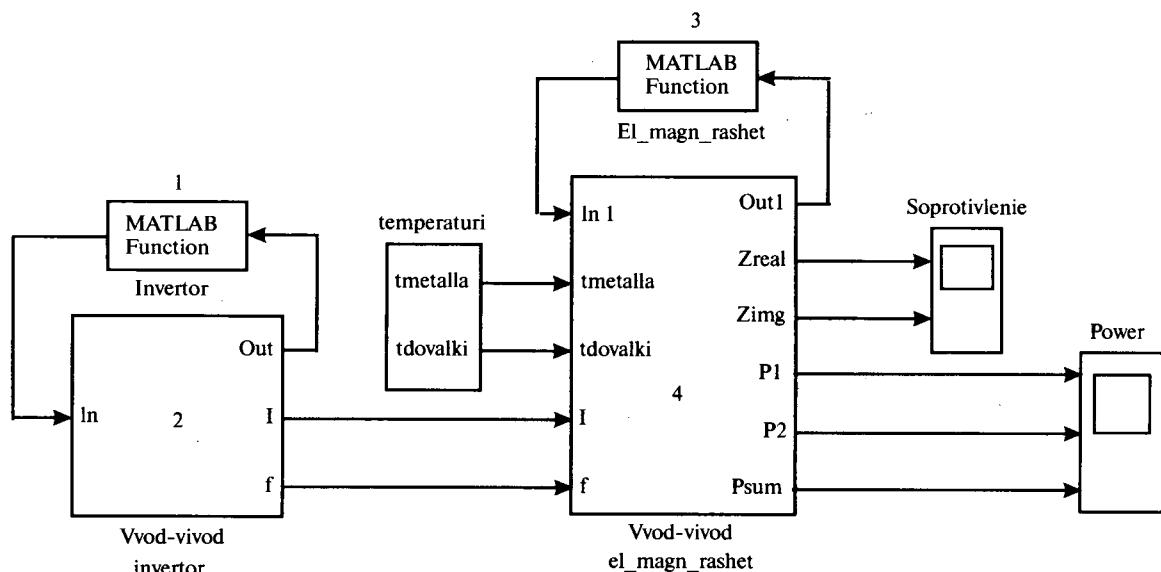


Рис. 4. Общий вид электрического блока расчёта:

1 – блок вычисления параметров индуктора; 3 – блок электромагнитного расчёта параметров индуктора ИТП; 2, 4 – блоки перераспределения сигналов

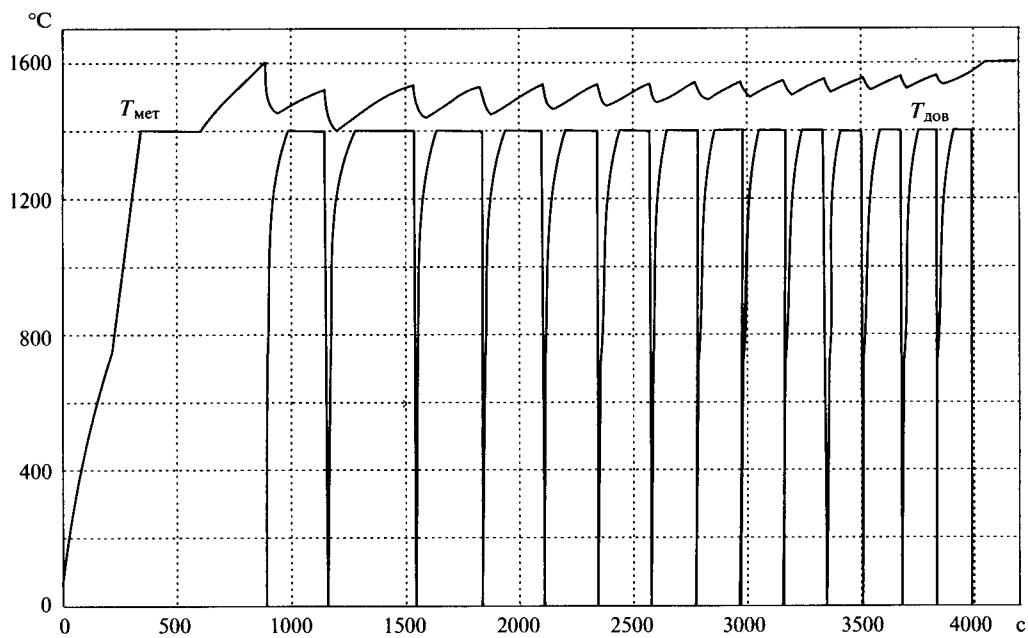


Рис. 5. Результаты расчётов температур основного металла и довалки

ваться, если уровень изначально загруженного металла будет меньше, чем высота тигля. Время расплавления

$$t_{\text{распл}} = \frac{\lambda m_1 \cdot 4187}{P_1}, \quad (2)$$

где λ – скрытая теплота плавления загруженной шихты; P_1 – мощность, выделяемая в металле в момент достижения им температуры расплавления.

На третьем этапе плавки (рис.3) изначально загруженный металл находится в расплавленном состоянии, происходит завалка новой порции шихты. Выделение мощности теперь происходит не только в узле T_3 , но и в T_{10} (мощность P_2 , получаемая в электрическом блоке расчёта). Теплообмен между жидким металлом и «холодной» шихтой учтён теплопроводностью $G_{\text{мет}}$. Так же, как и в случае основного металла, учитывается время расплавления довалки по формуле (2). После расплавления загруженной шихты происходит следующая завалка шихты, пока не будет отработано заданное количество довалок.

Электрический блок расчёта состоит из двух основных модулей (рис. 4): модуля расчёта параметров инвертора и модуля электромагнитного расчёта параметров индуктора индукционной тигельной печи. Реализация данного блока является достаточно сложной задачей. Так, для электромагнитно-

го расчёта необходимо знать ток и частоту индуктора, а для расчёта выходных параметров инвертора необходимо знать параметры нагрузки (активное и индуктивное сопротивления индуктора).

Включение в общий состав динамической модели инвертора не представляется рациональным из-за большой разницы постоянных времени элементов теплового и электромагнитного расчётов. Для теплового расчёта шаг времени интегрирования имеет порядок от нескольких секунд до нескольких десятков секунд, для расчёта же режима работы силовых ключей инвертора шаг времени интегрирования должен быть порядка единиц миллисекунд. При этом для всей модели выбирается единый шаг времени интегрирования, что может привести к неоправданному увеличению продолжительности расчётов.

Поэтому наиболее практичным в данном случае представляется использование статической модели инвертора, которая позволяет получить интегральные параметры режимов его работы без детального исследования работы силовых ключей. Необходимыми и достаточными для описания работы инвертора и включения его в общую модель являются действующее значение и частота тока инвертора.

Блок расчёта параметров инвертора. В рассматриваемом примере выбран параллельный резонансный инвертор тока (ПРИТ). Инвер-

тор, а также управление им реализованы посредством *m*-файла, в котором решаются основные расчётные уравнения.

Система управления инвертором использует следующие принципы:

1. Поддержание тока на уровне не выше номинального тока инвертора.

2. Поддержание тока на уровне не ниже минимального тока выпрямителя.

3. Поддержание температуры основного металла на заданном уровне.

Выходными параметрами являются: ток индуктора (I_{ind}), частота тока индуктора (f), выпрямленное напряжение (U_d), угол нагрузки инвертора (φ), ток инвертора (I_I), угол открытия тиристоров блока выпрямителя (α).

Электромагнитный расчёт параметров индуктора индукционной тигельной печи представлен *m*-файлом, в котором реализуется метод расчёта параметров индуктора по Т-образной схеме замещения [3]. Входными данными являются ток и частота на выходе инвертора, температура и масса основного металла, температура и масса довалки, параметры индуктора и тигля. Выходными параметрами являются: мощности, передаваемые в основной металл и довалку, сопротивление индуктора, уровни основного металла и довалки в тигле, вспомогательные флаги, позволяющие управлять довалками. При расчёте учитывается изменение магнитной проницаемости металла в зависимости от температуры, а также соотношение уровней расплавленного металла и довалки.

Для демонстрации работы модели, был произведен расчёт ИТП, ёмкостью 3 т со следующими параметрами: внутренний диаметр тигля $D_2 = 0,65$ м; внутренний диаметр индуктора $D_I = 0,86$ м; высота индуктора $h_I = 1,204$ м; напряжение на индукторе $U_i = 2700$ В; частота на индукторе $f = 1000$ Гц; количество витков индуктора $n = 10$; расплавляемый металл – сталь; температура плавления $T_{\text{плав}} = 1400^\circ\text{C}$; заданная температура перегрева $T_{\text{пергр}} = 1600^\circ\text{C}$; заданное количество довалок $N_{\text{дов}} = 14$; диаметр загружаемой шихты $d_{\text{ших}} = 0,2$ м; масса изначальной загрузки $m_{\text{ нач}} = 800$ кг.

На рис. 5 приведён результат расчёта температур основного металла и довалки.

Расчётое время модели 4000 с, время расчёта на компьютере обычной «офисной» конфигурации около 6 мин. Как видно из графика, процесс довалок реализован равными порциями, что в дальнейшем может быть приближено к практическому применению – довалки разными порциями. Удельный расход электроэнергии составил 420 кВт·ч/т.

В заключении можно отметить, что созданная компьютерная модель при использовании скромных вычислительных ресурсов позволяет получить достаточно подробную картину работы в течение полного цикла плавки всех основных узлов плавильной установки, включая источник питания.

Список литературы

1. Лузгин В.И., Сарапулов С.Ф., Сарапулов Ф.Н. и др. Плавильные комплексы на основе индукционных тигельных печей и их математическое моделирование: учебное пособие. Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2005.

2. Патанкар С. Численные методы решения задач теплобмена и динамики жидкости: Пер. с англ./Под ред. В.Д. Виоленского. М.: Энергоиздат, 1984.

3. Слуоцкий А.Е., Немков В.С., Павлов Н.А., Бамунэр А.В. Установки индукционного нагрева: Учебное пособие для вузов. Л.: Энергоиздат. Ленинград. отд-ние, 1981.

Сарапулов Федор Никитич – заведующий кафедрой электротехники и электротехнологических систем Уральского ГТУ–УПИ, доктор техн. наук, проф. Окончил кафедру электрических машин Уральского политехнического института в 1962 г. Защитил в 1967 г. кандидатскую и в 1982 г. докторскую диссертацию по теме «Несимметричные индукционные двигатели с замкнутыми и разомкнутыми магнитопроводами».

Идиятулин Алексей Александрович – аспирант кафедры электротехники и электротехнологических систем Уральского ГТУ–УПИ. Окончил кафедру электротехники и электротехнологических систем Уральского ГТУ–УПИ в 2007 г.

Фаткуллин Салават Мирдасович – аспирант кафедры электротехники и электротехнологических систем Уральского ГТУ–УПИ. Окончил кафедру электротехники и электротехнологических систем Уральского ГТУ–УПИ в 2007 г.

Фризен Василий Эдуардович – доцент кафедры электротехники и электротехнологических систем Уральского ГТУ–УПИ, канд. техн. наук, доц. Окончил горно-механический факультет Уральской государственной горно-геологической академии по специальности «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» в 1998 г. Защитил в 2003 г. диссертацию по теме «Исследование электромеханических процессов в индукционной магнитно-гидродинамической установке» в УГТУ–УПИ.

Активное сопротивление индуктора при индукционном нагреве внутренних цилиндрических поверхностей

ЛУПИ С., ФОРЗАН М., АЛИФЁРОВ А.И., МЕЛЕШКО А.А.

Приведены практические зависимости для определения активного сопротивления индуктора переменному току при наличии магнитопровода во внутренней полости нагреваемого изделия и без него.

Ключевые слова: активное сопротивление индуктора, численное моделирование, индукционный нагрев внутренних цилиндрических поверхностей.

Цилиндрические индукторы, применяемые для индукционного нагрева внутренней поверхности заготовки, обычно сделаны из медного проводника прямоугольного поперечного сечения, имеющего канал водоохлаждения и свёрнутого в однослоиную катушку [1]. Поверхность индуктора, соответствующая его внешнему диаметру, и внутренняя поверхность нагреваемого изделия разделены воздушным зазором. Так как обратный провод токоподвода к индуктору и опора его крепления обычно проходят через центр катушки индуктора, то минимальный возможный внешний диаметр индуктора составляет около 20–25 мм. В таких устройствах часто для лучшего магнитного сцепления индуктора и нагреваемой заготовки используют магнитопроводы. Типичные примеры внутренних индукторов с магнитопроводом и без него приведены на рис. 1.

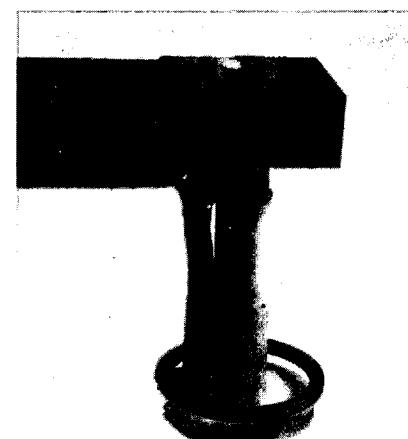
Расчёт активного сопротивления индуктора

Активное сопротивление индуктора зависит от распределения плотности тока по сечению проводника (трубки) индуктора. Расчёт распределения плотности тока по сечению провода индуктора был сделан для схемных решений, приведённых на рис. 2. В расчётах не учитывалось влияние тока, протекающего по обратной ветви индуктора. Были исследованы одно-, двух-, четырёхвитковые индукторы с водяным охлаждением и одинаковыми расстояниями между витками $t = 2,5$ мм, выполненные из трубы сечением 10×10 мм с толщиной стенки $s = 1$ мм. Нагреваемая загрузка принималась немагнит-

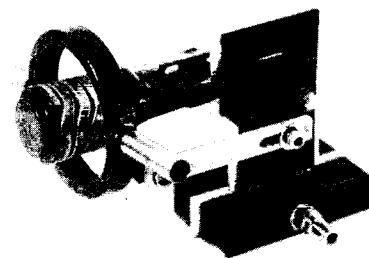
Practical diagrams for the evaluation of the a.c. resistance of inner cylindrical coils, with or without internal magnetic cores, will be provided.

Key words: active resistance of inductor, numerical calculation, induction heating of internal cylindrical surfaces.

ной с удельным электрическим сопротивлением $\rho_2 = 100 \cdot 10^{-8}$ Ом·м. Внутренний радиус нагреваемой загрузки изменялся в диапазоне $R_i = 25 \div 150$ мм. Расстояние между индуктором и поверхностью заготовки было $\Delta = 1 \div 10$ мм, а частота тока в индукторе принималась в



a)



б)

Рис. 1. Примеры внутренних цилиндрических индукторов¹

¹ Рис. 1, а публикуется с согласия фирмы SAET; рис. 1, б публикуется с согласия фирмы CIT.

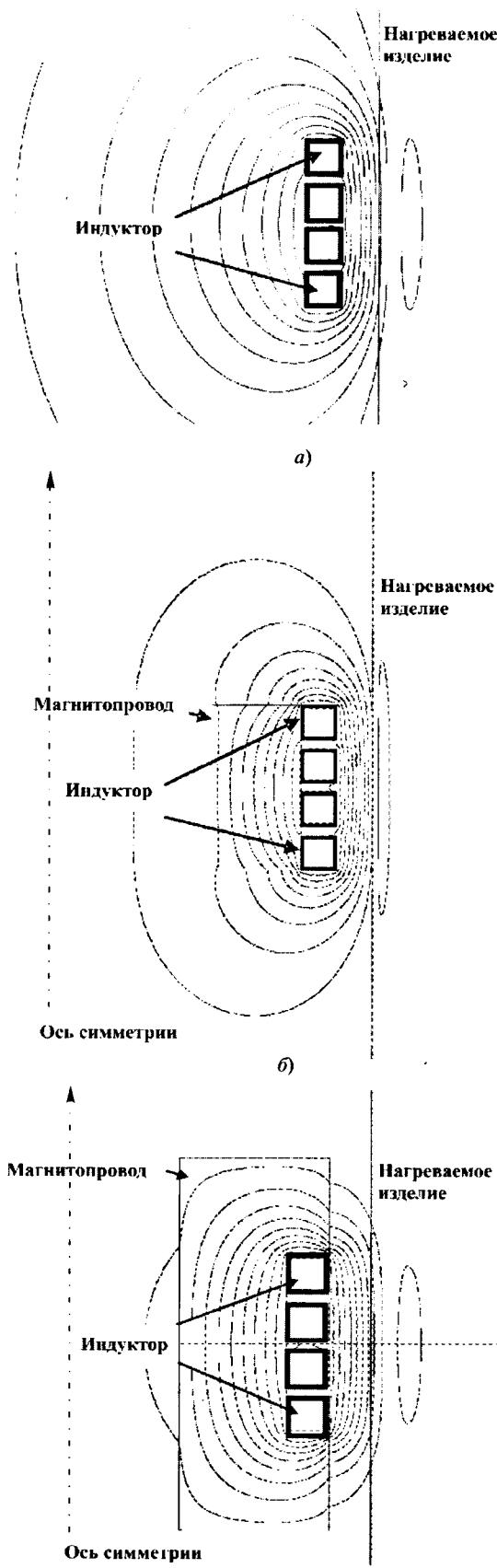


Рис. 2. Схемы моделей:

a – без магнитопровода; *б* – с магнитопроводом стержневым; *в* – с П-образным магнитопроводом (стержневым магнитопроводом и полосами)

диапазоне $f = 50 \text{ Гц} \div 500 \text{ кГц}$. Схема расположения индуктора и нагреваемого изделия без магнитопровода показана на рис. 2,*а*.

Для оценки влияния магнитопровода на распределение плотности тока по сечению индуктора и активное сопротивление индуктора был сделан ряд вычислений с магнитопроводом, помещённым в индуктор. Расчёт с магнитопроводом выполнен для следующих условий: радиальная толщина магнитопровода 25 мм, электрические потери в магнитопроводе не учитываются, относительная магнитная проницаемость постоянна $\mu_r = 10$, геометрическое расположение магнитопровода, индуктора и нагреваемой заготовки показано на рис. 2,*б*,*в*.

Результаты численного моделирования

Посредством численного моделирования, основанного на методе конечных элементов в программном комплексе FLUX, были получены активные сопротивления индукторов, применяемых в промышленных установках. Рассчитана осесимметричная модель, включающая нагреваемое изделие бесконечных длины и толщины, во внутреннюю цилиндрическую полость которого помещен индуктор. Сетка построена так, чтобы в стенке индуктора на толщине, равной глубине проникновения электромагнитной волны, было, по крайней мере, два элемента. Такое же условие выполнялось в немагнитной заготовке на максимальных применяемых частотах, т.е. до 500 кГц. Для того, чтобы описать ряд связанных витков, модель конечных элементов была объединена с электрической цепью для того, чтобы гарантировать одинаковые значения амплитуды и фазы тока в каждом витке индуктора. Сопротивление катушки индуктора было рассчитано как отношение активных потерь в меди индуктора к квадрату тока в индукторе.

Полученные результаты удобнее представлять в виде зависимости отношения активного сопротивления трубки индуктора переменному току r_{ac} к его сопротивлению постоянному току r_{ad} , протекающему в слое толщиной, равной глубине проникновения электромагнитной волны в медь индуктора δ ,

$$k_r = \frac{r_{ac}}{r_{ad}}; r_{ad} = \frac{\rho w \pi D_e}{h \delta},$$

где ρ – удельное электросопротивление материала индуктора ($\rho = 2 \cdot 10^{-8} \text{ Ом}\cdot\text{м}$); w – число вит-

ков индуктора; $D_e = 2(R_i - \Delta)$ – внешний диаметр катушки индуктора; h – осевой размер витка индуктора (10 мм).

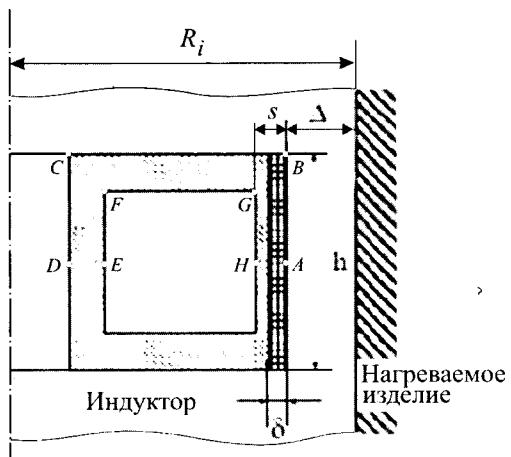


Рис. 3. Поперечное сечение витка индуктора

На рис. 3 приведена схема расположения одновиткового индуктора и нагреваемого изделия.

На рис. 4 даны графики зависимости коэффициента k_r от параметра $m = s / \delta$ для индукторов с одним, двумя и четырьмя витками

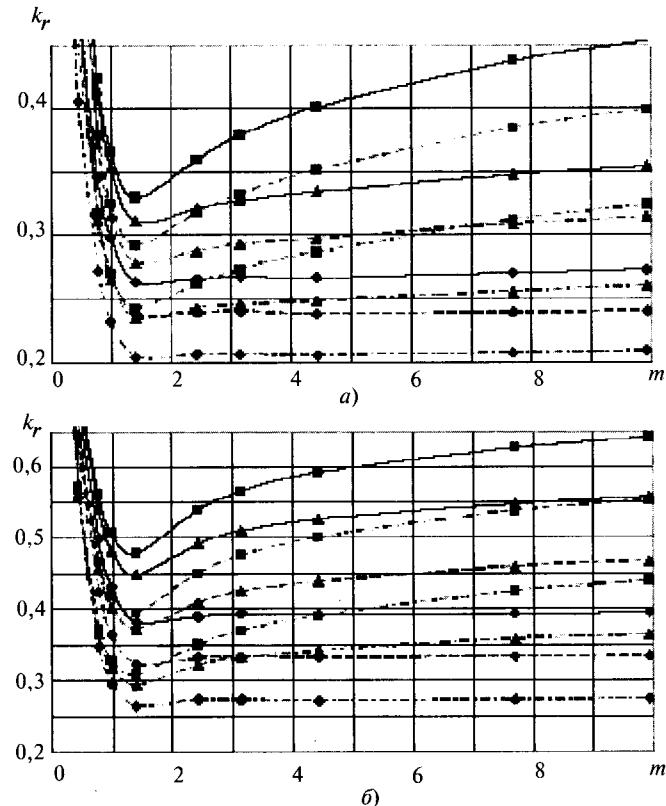


Рис. 4. Зависимость k_r от $m = s / \delta$ для индуктора без магнитопровода:

$a - R_i = 25 \text{ мм}; b - R_i = 50 \text{ мм}; - - - w = 4; - - - w = 2; - - - w = 1; \blacksquare - \Delta = 1 \text{ мм}; \blacktriangle - \Delta = 2 \text{ мм}; \blacklozenge - \Delta = 10 \text{ мм}$

ми при зазоре $\Delta = 1, 2$ и 10 мм для внутреннего радиуса нагреваемого изделия $R_i = 25$ и 50 мм .

На графиках рис. 4 виден минимум при частоте приблизительно 10 кГц . Кроме того, для зазора $\Delta = 10 \text{ мм}$ и при частоте $f > 10 \text{ кГц}$ коэффициент k_r остаётся практически постоянным и близким к минимуму.

На рис. 5, а–в приведены зависимости коэффициента k_r от параметра m для случая $w = 4$ при $R_i = 75, 100, 125, 150 \text{ мм}$ соответственно. Анализ графиков (рис. 5) позволяет сделать следующие выводы:

1. Для индукторов без внутреннего магнитопровода k_r уменьшается с ростом зазора Δ , кроме того для меньших радиусов R_i снижается минимальное значение k_r с ростом параметра m .

2. Наличие внутреннего магнитопровода уменьшает магнитное сопротивление R_m магнитному потоку обратного замыкания (во внутренней полости самого индуктора); как следствие этого формируется больший магнитный поток, пронизывающий нагреваемое изделие, по сравнению с катушкой индуктора без магнитопровода, что согласуется с выводами, сделанными в [2, 3]. В этом случае технические характеристики индукционной системы могут быть значительно улучшены. Это подтверждают более высокие значения k_r (случай B на рис. 5) в сравнении с соответствующими k_r для индуктора без магнитопровода (случай A на рис. 5). Так как магнитное сопротивление обратного замыкания магнитному потоку является более высоким для индукторов малого диаметра (благодаря малому поперечному сечению внутренней полости индуктора), а магнитный импеданс z_m «активной зоны» (нагреваемое тело и зазор между ним и индуктором) остается таким жеенным, улучшение параметров системы за счёт магнитопровода меньше для больших диаметров катушки индуктора. Влияние магнитопровода является более ярко выраженным для больших значений зазора Δ .

3. Для индуктора с П-образным магнитопроводом (рис. 2, в) k_r значительно превышает значения, получаемые для случая со стержневым магнитопроводом и без магнитопровода. В то же время сопротивление обратного замыкания магнитному потоку уменьшается. Кроме того, для случая с П-образным магнитопроводом влияние зазора Δ и радиуса R_i проявляется слабо.

Иллюстрацией того, почему от частоты тока, геометрических параметров индуктора и нагреваемой заготовки зависят активные

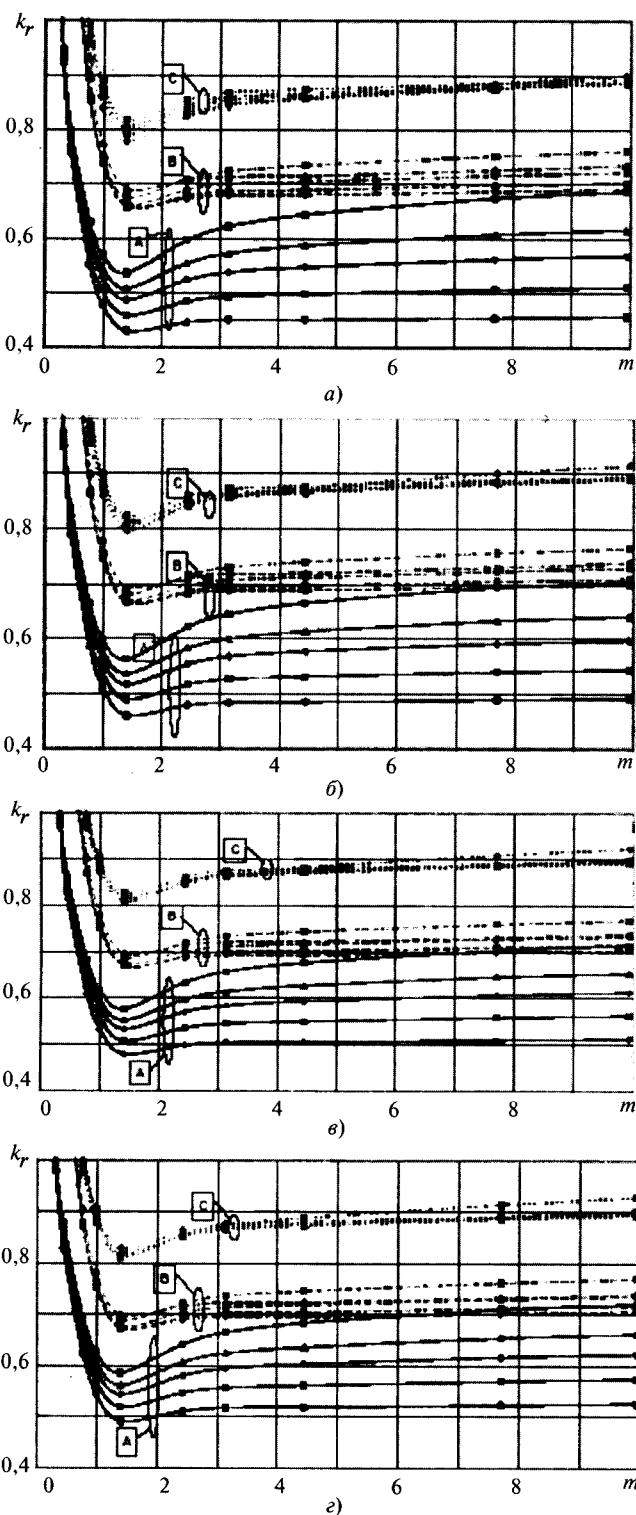


Рис. 5. Коэффициент k_r , рассчитанный для активного сопротивления катушки четырехвиткового ($w=4$) внутреннего индуктора: $a - R_i = 75 \text{ мм}$; $b - R_i = 100 \text{ мм}$; $c - R_i = 125 \text{ мм}$; $d - R_i = 150 \text{ мм}$; A – без магнитопровода; B – со стержневым магнитопроводом (рис. 2б); C – с магнитопроводом, охватывающим индуктор – П-образным (рис. 2в); \blacksquare – $\Delta=1 \text{ мм}$; \blacktriangle – $\Delta=2 \text{ мм}$; \blacklozenge – $\Delta=3 \text{ мм}$; \square – $\Delta=5 \text{ мм}$; \bullet – $\Delta=10 \text{ мм}$

сопротивления индуктора, являются графики распределения плотности тока по сечению трубы индуктора, представленные на рис. 6.

Из графиков видно, что повышение частоты приводит к более ярко выраженному поверхностному эффекту, усиленному эффектом близости (между индуктором и заготовкой) с усилением неравномерности распределения плотности тока. Это повышает активное сопротивление переменному току (рис. 4, а). На одной и той же частоте повышение радиуса индуктора (при одинаковом зазоре между индуктором и заготовкой) приводит к усилинию влияния эффекта близости по сравнению с кольцевым эффектом, что при росте радиуса проводит к более равномерному по сечению распределению плотности тока и как следствие меньшему сопротивлению.

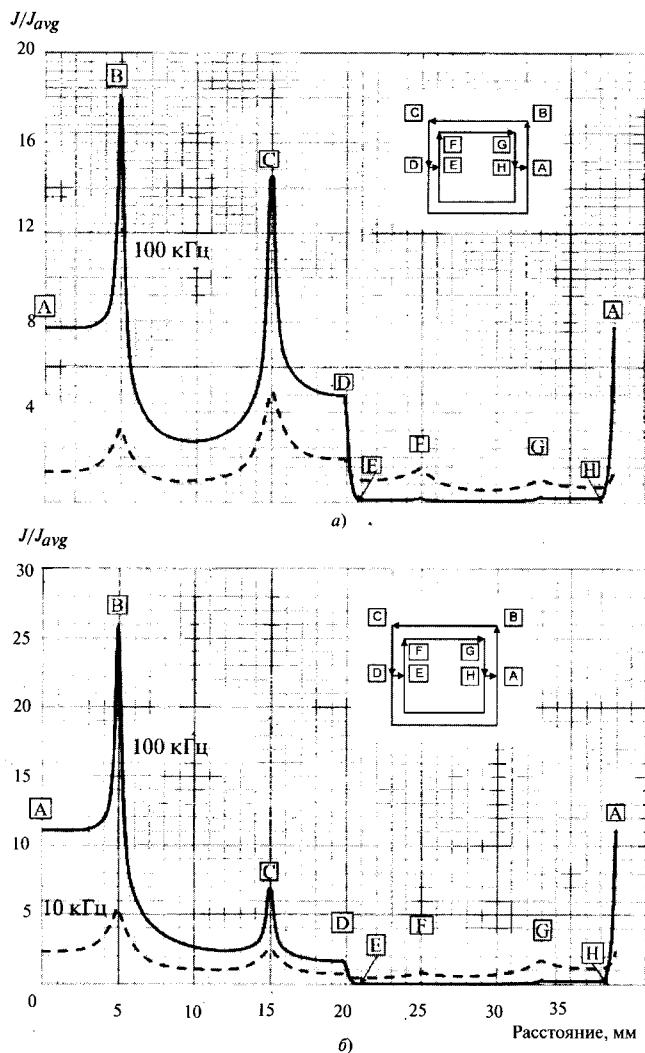


Рис. 6. Распределение плотности тока в сечении трубы индуктора по линии А-В-С-Д-Е-Ф-Г-Н-А при зазоре между индуктором и изделием $\Delta=1 \text{ мм}$: $a - R_i = 25 \text{ мм}$; $b - R_i = 150 \text{ мм}$; поверхность А-В обращена к нагреваемому изделию, а поверхность С-Д – к оси симметрии системы

Выводы

1. Выполнено исследование параметров внутреннего индуктора, снабжённого магнитопроводом и без него.

2. Приведены зависимости коэффициента поверхностного эффекта активного сопротивления индуктора для широкого диапазона геометрических параметров индуктора, соответствующих индукторам, применяемым в промышленности.

3. Полученные результаты дают проектировщику индукторов для закалки внутренних поверхностей полых изделий полезную информацию о преимуществах (и недостатках) применения в таких системах магнитопроводов.

Список литературы

- Немков В.С., Демидович В.Б. Теория и расчет индукционных нагревательных установок. Л.: Энергоатомиздат, 1988.
- Nemkov V. Технологии индукционного нагрева // Vignola: CRIT Seminar, 2003. № 12.
- Nemkov V., Goldstein R., Bukanin V. Optimal design of internal induction coils // Proceedings of Heating by Electromagnetic Sources. Padua, 2004. P. 489–496.

Лупи Серджио – профессор лаборатории электротермии университета г. Падуя (Италия). Закончил электротехнический факультет университета г. Падуя в 1961 г. Звание полного профессора в области электротермии получил в 1987 г.

Форзан Микеле – доцент лаборатории электротермии университета г. Падуя (Италия). Закончил электротехнический факультет университета г. Падуя в 1995 г.

Алифёров Александр Иванович – заведующий кафедрой автоматизированных электротехнологических установок Новосибирского ГТУ (АЭТУ НГТУ), доктор техн. наук, проф. Окончил электромеханический факультет Новосибирского электротехнического института в 1978 г. Защитил докторскую диссертацию в Новосибирском ГТУ по теме: «Электротепловые процессы в токоведущих проводниках произвольной конфигурации. Теория и практика» в 1999 г.

Мелешко Александр Анатольевич – ассистент кафедры АЭТУ НГТУ, аспирант. Окончил электромеханический факультет НГТУ в 2008 г.

ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННАЯ ТЕХНИКА

Оценка состояния бумажной электрической изоляции по результатам измерений восстановленного напряжения

КОНОНЕНКО А.И., ХОХРЯКОВ А.В.

На основе многокомпонентного анализа кривой восстановленного напряжения обоснован новый подход оценки технического состояния электрической изоляции, который позволяет контролировать изменения объёмного зарядового состояния и электропроводности изоляции по результатам одного измерения. Для кабелей с пропитанной бумажной изоляцией этот подход даёт возможность контролировать такие типичные дефекты в эксплуатации, как осушение пропиточного состава и увлажнение изоляции по всей траектории её старения от бездефектного до предельного состояний.

Ключевые слова: диагностика, кабель, пропитанная бумажная изоляция, восстановленное напряжение, электропроводность, поляризация, срок службы.

Измерение восстановленного (возвратного) напряжения (ВН) в изоляции кабелей и электротехническом оборудовании всё чаще

On the basis of the multicomponent analysis of the recovery voltage curve, the new approach to assessment of electrical insulation condition has been justified that allows monitoring changes in the volume charge state and electric conductivity of insulation by results of one measurement. For cables with impregnated-paper insulation this approach enables monitoring such typical defects in operation as drying out of the impregnation compound and humidifying the insulation along the entire trajectory of its ageing from unfailing up to marginal state.

Key words: diagnostics, cable, impregnated paper insulation, recovered voltage, conductivity, polarization, service life.

используют как метод контроля их технического состояния, в том числе, кабелей с пропитанной бумажной изоляцией (ПБИ) и мас-

лонаполненных трансформаторов. Это обусловлено возможностью проводить контроль непосредственно в эксплуатации, не нарушая при этом существующие электрические соединения и не разрушая изоляцию. Два основных процесса определяют значение ВН: объёмно-зарядовая (миграционная) поляризации и объёмная электропроводность [1]. Это даёт основание считать, что контроль старения и увлажнения бумажной электрической изоляции можно осуществлять по значению и форме ВН.

Вместе с тем, широкое внедрение в практику этого метода сдерживается из-за отсутствия полного понимания, каким образом из кривой ВН получить количественные показатели для описания старения и увлажнения изоляции, так как до сих пор не удавалось выделить вклад электропроводности и поляризации в эту кривую. Задача усложняется ещё и тем, что значение и форма ВН зависят как от температуры и геометрии контролируемой изоляции, пропиточного состава бумажной изоляции, так и от параметров, напрямую формирующих значение и форму ВН: напряжения зарядки U_{ch} , времени зарядки t_c и времени частичной предварительной разрядки t_d .

В статье представлен новый подход к оценке состояния бумажной электрической изоляции, который позволяет разделять вклад объёмной поляризации и электропроводности, полученный на основании анализа результатов измерения ВН в образцах кабелей с ПБИ при различных температурах, U_{ch} , t_c и t_d и в кабелях, находящихся непосредственно в эксплуатации в помещениях атомных станций. Для последних измерения ВН явились одним из методов неразрушающего контроля в рамках диагностики их состояния при проведении работ по продлению срока эксплуатации энергоблоков атомных станций.

Методы измерения и обработки кривой восстановленного напряжения

Общепринятыми параметрами описания кривой ВН являются её максимум U_{rm} , время достижения максимума t_{rm} , начальная крутизна переднего фронта. Для оценки состояния ПБИ разработчики установки СД-31 предлагают проводить измерения два раза подряд, при двух зарядовых напряжениях U_{ch} , равных 1 и 2 кВ, времени разрядки

$t_d = 2$ с, временах зарядки $t_{ch} = 30$ мин и измерения $t_m = 30$ мин. В качестве показателя степени старения предлагается брать отношение кривой ВН при напряжениях 2 и 1 кВ. Такой приём, как полагают разработчики, даёт возможность избежать зависимости показателей старения от длины кабеля и окружающей температуры. В качестве количественного показателя увлажнения ПБИ используется значение k_8 при $t_m = 8$ с. Постулировано, что изменение k_8 в диапазоне от 1,6 до 2,0 соответствует диапазону увлажнения изоляции от предельного увлажнения до сухой изоляции.

Наш опыт показывает, что этот критерий не всегда выполняется. Например, для кабелей с бумажной изоляцией, с обеднённым пропиточным составом и состаренной вплоть до полного окрупчивания, $k_8 \approx 2,0$. Состаренные до такого уровня кабели были обнаружены в помещениях с повышенной окружающей температурой, практически все они имели участки трасс с перепадом высот. Другими словами, отсутствие увлажнения изоляции по показателю k_8 не означает, что её техническое состояние хорошее.

Наличие другого типичного дефекта для кабелей с ПБИ – сильного локального увлажнения из-за повреждения кабеля или некачественного изготовление концевых заделок и соединительных муфт ведёт к сильному изменению формы и интенсивности ВН. Наблюдается резкое падение интенсивности ВН, сдвиг максимума кривой в область малых времён. Вместе с тем, в этом случае значение k_8 не всегда соответствует сильному увлажнению. Другими словами, наличие дефектов изоляции, приводящих к дополнительному сквозному току утечки в локальном месте по трассе кабеля, приводит к «тушению» кривой ВН, которая в отсутствии такого повреждения, определяется только объёмно-зарядовой поляризацией и объёмной электропроводностью. Таким образом, на практике показатель k_8 не всегда правильно отражает реальное состояние бумажной изоляции.

Другой подход для описания кривой восстановленного напряжения $U_r(t)$ был представлен в [1]. Он основан на традиционном приближении, при котором реальный релаксационный спектр полимера заменяется дискретным набором релаксаторов Дебая. Это

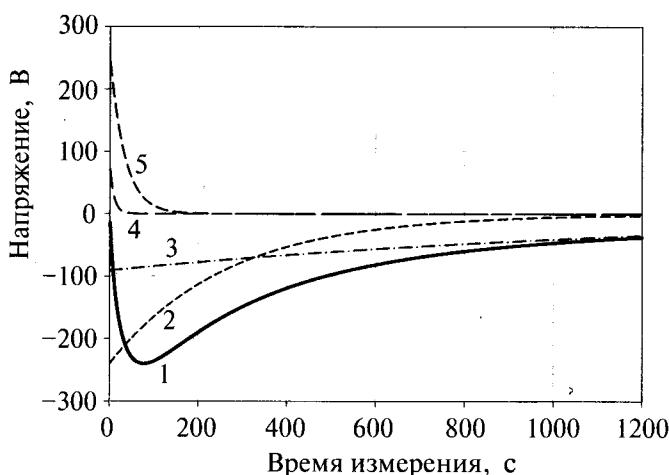


Рис. 1. Типичная кривая восстановленного напряжения (1) и её компоненты (2–5)

позволяет проводить анализ в рамках теории линейных электрических цепей, представляя совокупность дебаевских релаксаторов электрической схемой замещения параллельно соединённых $R_i C_i$ -цепочек ($i = 1, \dots, n$). Оценки, приведённые в [1], показали, что за начальный рост ВН ответственны релаксаторы с временами $(0,2\text{--}50)t_d$, а максимум ВН формируется за счёт релаксационных процессов с временами порядка $100t_d$ и объёмной электропроводности изоляционного материала. Для практики важно, что сокращение числа релаксационных процессов до трёх с постоянными временами около 1, 10 и 100 с практически не снижает точности описания $U_r(t)$. На основании оценок, представленных в [1], для описания можно использовать полуэмпирическую модель в виде суммы экспонент с постоянными параметрами A_i и τ_i :

$$U_r(t) = \sum_{i=1}^n A_i \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right), \quad (1)$$

где t – время, причём для описания реально измеряемых кривых ВН во временном диапазоне 0,1 – 2000 с значение n достаточно взять равным 4 или 5.

Типичная кривая $U_r(t)$ и её компоненты, определённые по модели (1), представлены на рис. 1. Здесь, как традиционно принято, полярность ВН – отрицательная, поэтому короткоживущие компоненты имеют положительную полярность.

Таким образом, в качестве показателей состояния бумажной изоляции кабелей, трансформаторов могут выступать параметры

A_i и τ_i . К сожалению, такой подход возможен при контроле состояния одного и того же кабеля (изделия) при проведении периодических измерений ВН на нём. На практике в период планового профилактического ремонта на промышленном предприятии приходится в off-line режиме проводить серию измерений, например кабелей различной длины. Измеряемые при этом значения A_i и τ_i нельзя использовать напрямую для количественной оценки состояния других кабелей даже такого же типа, так как ВН, как было сказано выше, зависит от многих факторов, в том числе от окружающей температуры, длины и сечения кабеля, типа пропиточного состава бумажной изоляции. Для разработки универсальных показателей состояния бумажной изоляции на основе параметров A_i и τ_i в данной статье рассмотрены их зависимости от геометрии изоляции кабеля, параметров формирования ВН и от температуры изоляции кабеля.

Результаты измерения восстановленного напряжения и их анализ

Для измерения ВН использовали установку CD-31 производства фирмы «SebaKMT». Время частичной предварительной разрядки t_d было фиксировано и равно 2 с во всех измерениях ВН. Дополнительно в ряде случаев измеряли тангенс угла диэлектрических потерь $\tan\delta$ в частотном диапазоне 0,001–1000 Гц, используя установку IDA-200 производства фирмы «Programma Electric» и сопротивление изоляции R . Определение $\tan\delta$ в данном случае проводили как для оценки содержания влаги в бумажной изоляции кабелей по минимальному значению $\tan\delta_{\min}$ в измеряемом диапазоне частот, так и для контроля старения бумажной изоляции по значению диэлектрических потерь в диапазоне частот 0,001–0,002 Гц [2]. По значению R рассчитывали коэффициент абсорбции R_{60c}/R_{10c} и индекс поляризации $R_{10\min}/R_{1\min}$. Для определения A_i и τ_i из кривой ВН применяли пакет регрессионного анализа FITTER [3].

Следует отметить закономерность, которая была выявлена при измерении кабелей различной длины. Увеличение длины измеряемого кабеля с 20 до 200 м и более ведёт к росту числа короткоживущих положительных компонент от одной до трёх с характерными

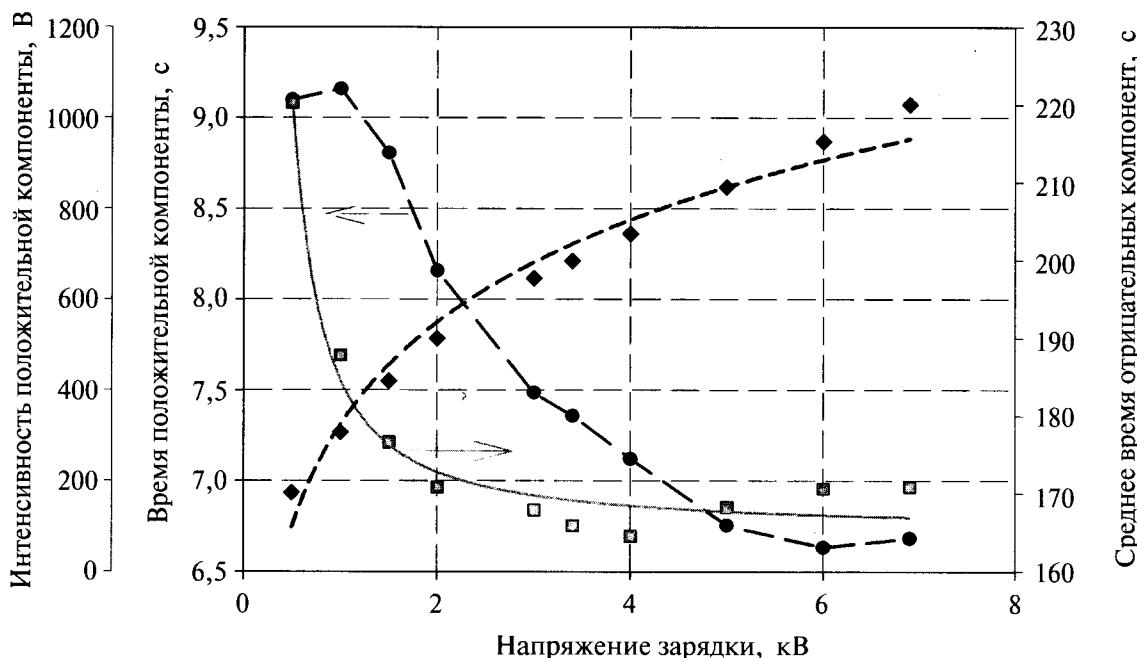


Рис. 2. Изменение параметров кривой восстановленного напряжения от напряжения зарядки:
— время жизни короткоживущей положительной компоненты; ◆ — интенсивность короткоживущей компоненты; ■ — среднее время жизни долгоживущих компонент

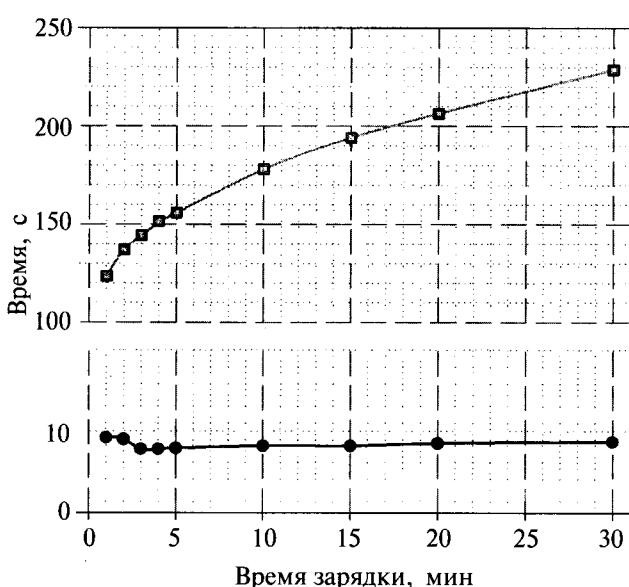


Рис. 3. Влияние времени зарядки на время жизни короткоживущей положительной компонент (•) и среднее время жизни отрицательных компонент (—)

временами $\tau_1 \approx 1,5 \div 15,0$ с, $\tau_2 \approx 12,0 \div 60,0$ с, $\tau_3 \approx 80,0 \div 120,0$ с, и к сдвигу положения максимума восстановленного напряжения в область больших времён. Зависимости $U_r(t)$ от температуры, U_{ch} , t_c и t_d определяли на образцах кабелей длиной 20 м.

Влияние зарядового напряжения и времени зарядки на значение восстановленного напряжения. Для установления зависимости τ_i и A_i

A_i от времени и значения зарядового напряжения были измерены ВН на образцах кабелей ААБЛУ 3×70 длиной 12 м при $U_{ch} = 0,5 \div 6,9$ кВ и $t_{ch} = 30$ мин, а также при $t_{ch} = 1 \div 30$ мин и $U_{ch} = 1$ и 2 кВ. Интегральное содержание влаги в бумажной изоляции около 2%. Измерения проводили при комнатной температуре.

Для количественного описания изменения $U_r(t)$ использовали не только параметры A_i и τ_i , но и средние времена положительных ($\bar{\tau}_+$) и отрицательных ($\bar{\tau}_-$) компонент, определяемые как отношение произведения их времён на интенсивность к сумме их интенсивностей.

На рис. 2 представлены типичные зависимости параметров ВН от напряжения зарядки. Понятно, что значение ВН должно расти с увеличением U_{ch} . Это подтверждается увеличением интенсивности короткоживущей положительной компоненты с ростом U_{ch} от 0,5 до 6,9 кВ (рис. 2). При этом следует отметить заметное изменение формы $U_r(t)$. Время жизни единственной короткоживущей положительной компоненты уменьшается на 25% до стабилизации при 5 кВ, среднее время отрицательных компонент существенно уменьшается при увеличении U_{ch} с 0,5 до 2,0 кВ. Эти изменения формы $U_r(t)$ обусловлены, по-видимому, увеличением объёмной электропроводности ПБИ с ростом U_{ch} . Ув-

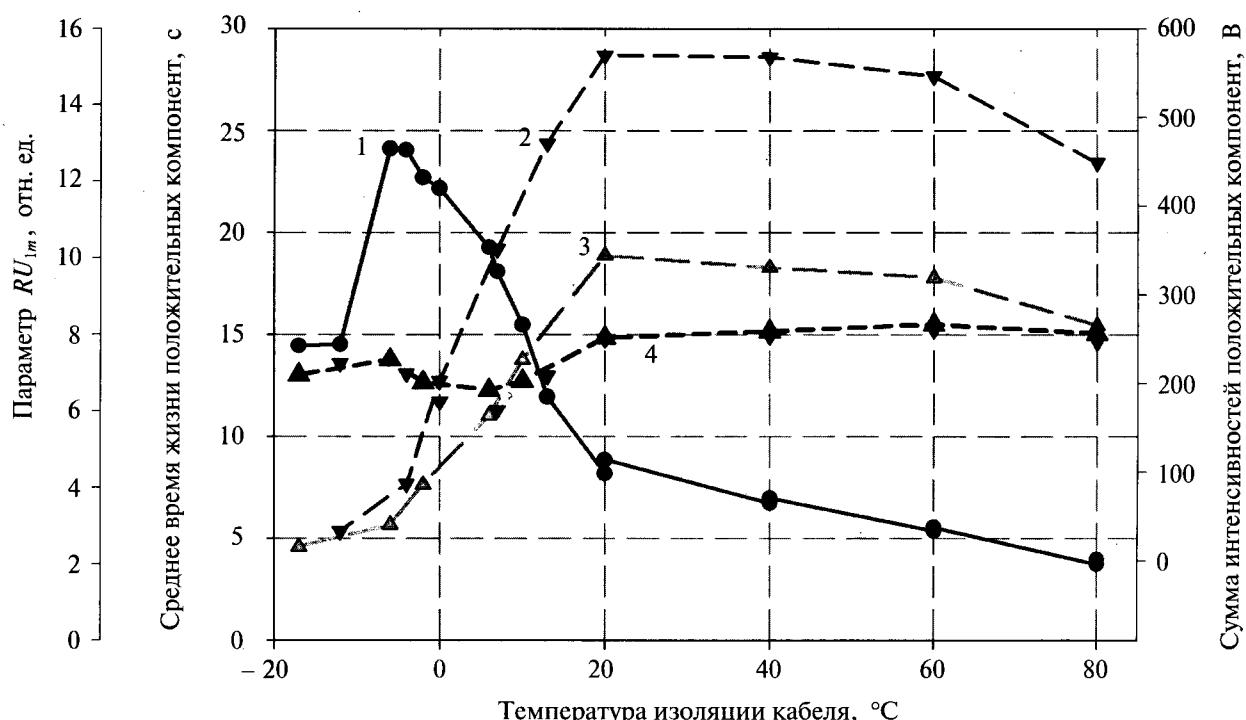


Рис. 4. Зависимость параметров восстановленного напряжения в кабеле с пропитанной бумажной изоляцией от температуры:
1 – среднее время жизни короткоживущих компонент; 2,3 – сумма интенсивностей короткоживущих компонент при заряде 2 и 1 кВ, соответственно; 4 – показатель RU_{im}

лажнение ПБИ также ведёт к увеличению объёмной электропроводности, что и объясняет возможность использовать параметр k_8 в качестве показателя увлажнения ПБИ в довольно широком диапазоне её увлажнения.

Увеличение времени зарядки, как и ожидалось, сопровождается ростом ВН. Следует отметить, что этот рост практически не влияет на время короткоживущей положительной компоненты (рис. 3), а обусловлен увеличением вклада долгоживущих компонент. Другими словами, повышение времени зарядки приводит к включению в значение ВН объёмных зарядов, удалённых на большем расстоянии друг от друга.

Высокая чувствительность метода ВН к распределению заряда по объёму диэлектрика позволяет контролировать и описывать протекание явления электроосмоса в ПБИ. Экспериментально было обнаружено, что уменьшение степени увлажнения изоляции под воздействием длительно приложенного напряжения ведёт к увеличению ВН, при этом параметры самой долгоживущей компоненты изменяются своеобразно: её интенсивность уменьшается, время жизни увеличивается. Это свидетельствует о том, что уменьшение увлажнения изоляции происходит за

счёт увеличения объёма «неувлажнённых» областей (областей с хорошими поляризационными свойствами) изоляции при одновременном уменьшении их количества.

Влияние температуры на значение восстановленного напряжения в кабелях с пропитанной бумажной изоляцией. Влияние температуры на значение ВН исследовали на образце кабеля ААБЛУ 3×70 в температурном диапазоне от -17 до 80°C . При температурах ниже 0°C выделяли две короткоживущих компоненты с временами $\tau_1 = 1,8 \div 3,1$ с и $\tau_2 = 16 \div 23$ с, в диапазоне температур $0 \div 80^{\circ}\text{C}$ фиксировали одну короткоживущую компоненту. Уменьшение среднего времени жизни короткоживущих положительных компонент при повышении температуры от -6 до 80°C связано с увеличением объёмной электропроводности ПБИ (кривая 1 на рис. 4), изменение суммарной интенсивности этих компонент (кривые 2 и 3 на рис. 4) пропорционально количеству зарядовых состояний «включённых» в поляризационный процесс. Резкое уменьшение среднего времени жизни положительных компонент при температуре ниже -6°C связано, по-видимому, с измене-

нием физико-химических свойств пропиточного состава при этих температурах.

Таким образом, температура изоляции налагает ограничения для контроля за её состоянием по параметрам A_i и τ_i . Из данных, представленных на рис.4, следует, что наименее подвержены этому влиянию параметры ВН в диапазоне 20–40°C. При этом интенсивности положительных компонент не меняются в пределах погрешности, как впрочем и максимальное значение восстановленного напряжения U_{rm} . Вместе с тем, время жизни положительной компоненты уменьшается в этом диапазоне температур на 20%. Оценка уменьшения значения $\bar{\tau}_+$ в диапазоне температур 20–80°C по закону Аррениуса даёт значение энергии активации $E_a = 0,11$ эВ. Полученная оценка позволяет проводить пересчёт $\bar{\tau}_+$ на одну температуру. Конечно, такой пересчёт не всегда приемлем из-за возможной зависимости E_a от типа пропиточного состава и возможного наличия разной температуры изоляции по трассе кабеля.

Показатели технического состояния электрической бумажной изоляции, основанные на измерении восстановленного напряжения

Как отмечалось, метод ВН медленно внедряется в повседневную практику для проведения контроля состояния ПБИ и других изоляционных материалов. Основной причиной этого является отсутствие моделей, позволяющих при описании формы кривой $U_r(t)$ разделить вклады процессов поляризации и электропроводности, и, как следствие, отсутствие количественных показателей состояния изоляции. Например, при проведении диагностических работ на кабельных трассах следует количественно оценить влияние на $U_r(t)$ длины кабелей, окружающей температуры. К сожалению, модель (1) в этом смысле не является исключением. Вместе с тем, более детальное рассмотрение полученных данных и их интерпретация по модели (1), позволяет из параметров A_i и τ_i и общих характеристик кривой $U_r(t)$ получить относительные показатели для оценки степени поляризации и степени увлажнения ПБИ.

Из полученных результатов следует, что параметры A_i и τ_i короткоживущих компонент определяют начальный участок кривой

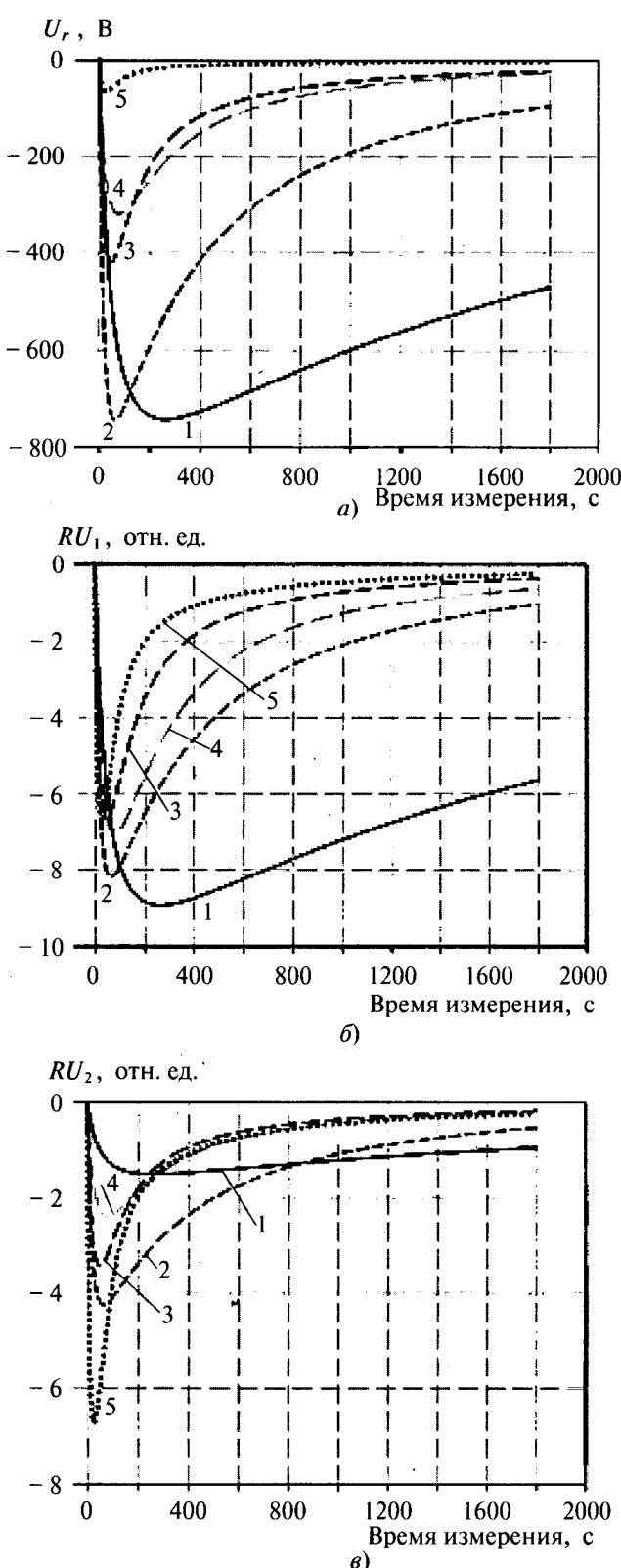


Рис. 5. Кривые восстановленного напряжения представительных кабелей с пропитанной бумажной изоляцией (а) и их нормированные значения для оценки объёмной поляризации (б) и электропроводности (в):

1 – кабель с несостаренной изоляцией; 2 – кабель со средней степенью старения изоляции с преобладанием увлажнения бумаги; 3 – кабель с окрупченной бумажной изоляцией; 4 – кабель со средней степенью старения изоляции с преобладанием деструкции бумаги; 5 – кабель с сильно увлажнённой изоляцией

$U_r(t)$, в том числе положение и значение U_{rm} . При этом наблюдается общая тенденция, чем больше значение $\bar{\tau}_+$, тем меньше состарена ПБИ. Увлажнение изоляции сопровождается увеличением электропроводности, а осушение ПБИ уменьшением её диэлектрической проницаемости [4], и в том и другом случаях это приводит к уменьшению $\bar{\tau}_+$ и U_{rm} , t_{rm} . Следует отметить, что сумма интенсивностей короткоживущих компонент A_+ прямо пропорциональна остаточной поляризации P_0 контролируемой изоляционной системы в момент $t=0$, т.е. в момент начала измерений. Действительно, до момента измерений проводник и металлический экран замкнуты на время t_d , скорость деполяризации пространственных зарядов изоляции в это время определяется значением проводимости металлических проводников, т.е. она практически постоянна для всех измеряемых кабелей. Поэтому для сравнения состояния кабелей с различной геометрией по степени поляризации изоляции следует проводить оценку по нормированным кривым $U_r(t)$, используя для нормировки величину A_+ . Такая нормировка $RU_1(t)=U_r(t)/A_+$ даёт возможность количественно оценить состояние ПБИ для кабелей независимо от их длины и U_{ch} . В качестве, показателя состояния можно использовать максимум нормированной таким образом кривой:

$$RU_{1m} = \left| \frac{U_{rm}}{A_+} \right|. \quad (2)$$

Модуль отношений в формуле (2) введён для удобства. На рис. 4 представлена зависимость показателя RU_{1m} от температуры для кабеля ААБЛУ 3×70. В широком диапазоне температур от 20 до 80 °С этот показатель не зависит от температуры.

Пример оценки состояния кабелей по степени старения ПБИ с использованием показателя RU_{1m} приведён на рис. 5. На рис. 5,а представлены кривые $U_r(t)$, а на рис. 5,б кривые $RU_1(t)$ для пяти представительных кабелей типа ААШв 3х150. У 1-го кабеля длиной 540 м изоляция не состарена, интегральное увлажнение изоляции составляет 0,7%, индекс поляризации равен 4,4. Старение изоляции 2- и 4-го кабелей длиной 36 и 33 м можно охарактеризовать как среднее, индекс поляризации для них равен 3,3 и 2,0, увлажнение составило 1,4% и 0,4%, соответственно.

Т.е. старение 2-го кабеля в большей степени обусловлено увлажнением изоляции, а 4-го – деструкцией бумаги. Изоляция 5-го кабеля длиной 80 м сильно увлажнена в локальном месте, её интегральное увлажнение равно 2%, индекс поляризации – 1,1. Бумажная изоляция 3-го кабеля длиной 80 м полностью осушена и оказалась хрупкой по всей его трассе. Это было подтверждено после его разделки (кабель был выведен из эксплуатации). Следует отметить, что для 5-го кабеля с практически предельным состоянием по значению индекса поляризации и для 3-го с полностью охрупченной изоляцией значения RU_{1m} практически совпадают.

Вместе с тем, очевидно, что вклад в старение ПБИ деструкции бумажной изоляции и увлажнения следует оценивать по разным показателям старения. Для оценки степени увлажнения ПБИ введём показатель, определяемый как модуль отношения максимума ВН к общей площади короткоживущих компонент S_+ :

$$RU_{2m} = \left| \frac{U_{rm}}{S_+} \right|. \quad (3)$$

Другими словами, параметр RU_{2m} представляет собой нормировку U_{rm} на заряд, обусловленный релаксацией короткоживущих компонент. Из кривых $RU_2(t)=U_r(t)/S_+$ (рис. 5,в) следует, что увеличение параметра RU_{2m} пропорционально степени увлажнения ПБИ. Понятно, что показатель RU_{2m} и сопротивление изоляции зависят от окружающей температуры, это необходимо учитывать при проведении измерений.

Следует подчеркнуть, что параметры RU_{1m} и RU_{2m} , определяемые из кривых восстановленного напряжения, точно так же, как и коэффициент абсорбции и индекс поляризации, определяемые при измерении сопротивления изоляции, являются универсальными показателями состояния электрической ПБИ. Это даёт возможность осуществлять контроль и сравнение степени старения кабелей с ПБИ разной длины и сечения. Сравнительный количественный анализ по этим показателям следует проводить для кабелей одного типа, имеющего один и тот же пропиточный состав, так как форма $U_r(t)$ зависит от типа бумажной изоляции, например, для наиболее широко выпускаемых ранее кабелей типа ААШв и наиболее часто приме-

няемых сегодня типа ААБлнГ аппроксимируется 4 и 5 компонентами соответственно.

Несмотря на высокую чувствительность RU_{1m} и RU_{2m} по своей природе показатели интегральные, они характеризуют общее состояние изоляционной системы. При техническом диагностировании кабелей метод ВН следует использовать одновременно с измерением R и определением неоднородности кабельной линии методом рефлектометрии. Начальный процесс старения изоляции сопровождается изменением объёмных зарядовых состояний изоляции из-за перестройки начальной дефектной структуры или образования новых дефектов. Только показатели RU_{1m} и RU_{2m} дают возможность регистрировать эти явления. На более глубоких стадиях старения дефектная структура ведёт к появлению в изоляции дополнительных токов сквозной проводимости, что можно фиксировать по значению коэффициента абсорбции и индекса поляризации. Увеличение сквозного тока может быть обусловлено сильным увлажнением кабеля из-за его повреждения в локальных местах трассировки, которые фиксируются методом рефлектометрии. Следовательно, простое сопоставление полученных данных позволяет определить, чем обусловлены изменения показателей состояния: локальным увлажнением изоляции, например в соединительной или концевой муфте, или увлажнением и старением изоляции практически по всей длине кабеля. В первом случае следует планировать ремонт кабеля, во втором — сроки его замены исходя из фактического состояния.

Накопленный опыт применения ВН для диагностики состояния кабелей с ПБИ в рамках работ по продлению срока службы энергоблоков АЭС позволил установить предельные и начальные значения показателей состояния RU_{1m} и RU_{2m} . Для количественной оценки состояния кабелей разработана классификация, в которой степень старение ПБИ оценивается как «норма», «работоспособное с несущественными отклонениями», «работоспособное с существенными отклонениями», «ухудшенное» и «предельное» в зависимости от значений этих показателей.

Следует отметить, что оценка состояния бумажной изоляции с использованием показателей RU_{1m} и RU_{2m} не требует проведения двух циклов измерения ВН, т.е. в два раза

сокращается время контроля бумажной изоляции при проведении диагностических работ в эксплуатации.

При использовании ВН для контроля содержания влаги в бумажной изоляции маслонаполненных трансформаторов следует учитывать, что изменения RU_{2m} обусловлены наличием связанной воды. Присутствие свободной воды никак не отразится на значении этого параметра, и на сопротивлении изоляции. При наличии свободной воды с увеличением температуры ПБИ увеличивается содержание растворённой и связанной воды, в этом случае будет наблюдаться рост RU_{2m} . Неучёт этого фактора приводит к ошибкам при контроле состояния [5]. Для трансформаторов тока фиксировали отказы во время резкого изменения окружающей температуры, что как раз и обусловлено изменением соотношения свободной и растворённой воды в бумажной изоляции [6]. В этих случаях для установления полной картины увлажнения и деградации бумажной изоляции следует одновременно применять как анализ ВН, так и частотную диэлектрическую спектроскопию (измерение тангенса угла диэлектрических потерь в широком диапазоне частот). Последняя даёт возможность фиксировать наличие свободной воды в бумажной изоляции.

Выводы

1. Определены характерные зависимости значения и формы ВН в кабелях с ПБИ от её температуры, геометрии, степени старения и увлажнения, напряжения и времени зарядки.

2. На основании полученных экспериментальных данных и многокомпонентного анализа кривой ВН обоснован новый подход к оценке состояния электрической изоляции, который позволяет оценивать изменения объёмного зарядового состояния и электропроводности изоляции по результатам одного измерения.

3. Для кабелей с ПБИ такой подход даёт возможность контролировать на ранних стадиях степень старения и увлажнения изоляции до достижения ею предельного состояния.

Список литературы

1. Тютнев А.П., Ихсанов Р.Ш., Кононенко А.И. и др. Физико-математическая модель явления восстановленного напряжения и перспективы ее применения для прогнозирования технического состояния полимеров // Высокомолекулярные соединения. Сер. А. 2006. Т. 48, № 11. С. 2007–2014.

2. R. Neimanis, T.K. Saha, R. Eriksson. Determination of Moisture Content in Mass Impregnated Cable Insulation Using Low Frequency Dielectric Spectroscopy // IEEE Power Engineering Society Summer Meeting. Seattle, USA, July 16–20. 2000.

3. Померанцев А.Л., Родионова О.Е. Надстройка FITTER. Свидетельство о регистрации № 2002611562. М.: Роспатент, 2002.

4. Холодный С.Д. Технологическая термообработка изоляции кабелей и проводов. М.: Изд-во МЭИ, 1994.

5. Алексеев Б.А. Контроль состояния (диагностика) крупных силовых трансформаторов. М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2002.

6. Бузаев В.В., Сапожников Ю.М. Связь между равновесием различных форм присутствующей в масле воды и состоянием изоляции высоковольтного масляного электрооборудования // Вестник ВНИИЭ. М.: Изд-во НЦ ЭНАС. 2004. С. 193–197.

Кононенко Александр Иванович – начальник отдела эксплуатационной устойчивости ФГУП «НИИПТ», канд.техн. наук. Окончил факультет технической физики МИФИ в 1980 г. Защищил диссертацию по теме «Позитронная диагностика радиационно-мультируемых дефектов в катионной подрешётке ионных лазерных кристаллов» в 1991 г.

Хохряков Алексей Владимирович – начальник группы отдела ФГУП «НИИПТ». Окончил факультет электроэнергетики Ивановского ГЭУ в 2005 г.

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

Расчёт допустимой плотности стационарного тока намагничающей катушки при естественном охлаждении окружающим воздухом

САНДОМИРСКИЙ С.Г.

Разработана, экспериментально обоснована и проанализирована формула для расчёта допустимой плотности тока в проводе соленоидальной катушки с током по её размерам и допустимой температуре перегрева при естественном охлаждении поверхности катушки окружающим воздухом.

Ключевые слова: электрический ток, толстый соленоид, нагрев проводника, воздушное конвекционное охлаждение, магнитное поле.

Одним из методов создания стационарного магнитного поля является использование соленоидальных катушек с током, геометрические размеры и обмоточные параметры которых определяются требуемой напряжённостью и конфигурацией поля. В многочисленных работах по созданию сильных магнитных полей допустимая плотность тока в катушке определяется интенсивностью жидкостного охлаждения её объёма через специальные каналы [1–5]. Требования простоты, надёжности и удобства эксплуатации намагничающих устройств в лабораторных и производственных условиях обусловливают необходимость использовать, когда это возможно, естественное охлаждение намагничающей катушки окружающим воздухом.

A formula was elaborated, experimentally validated, and analyzed for computing the acceptable current density in a wire of a solenoidal coil with current based on its dimensions and the acceptable overheating temperature at natural cooling of the coil surface with the surrounding air.

Key words: electric current, thick solenoid, conductor heating, convecting air-cooling, magnetic field.

Имеющиеся сведения [1, 5] о допустимой плотности тока в катушке в этих условиях основаны на эмпирических результатах, противоречивы и не связаны с геометрическими размерами катушек и допустимой температурой их перегрева. Между тем, увеличение температуры катушки сверх предельно допустимой приводит к двукратному снижению срока службы катушки на каждые 8 °C [6].

В [7] теоретически и экспериментально проанализирован температурный режим питающей постоянным током намагничающей катушки в условиях естественного охлаждения её поверхности окружающим воздухом. Предложена методика оптимизации размеров катушки – достижения минимального объёма для создания требуемой напряжённости

H_0 магнитного поля в центре области заданного радиуса a при условии работы в пределах допустимого перегрева [8].

Но размеры реальных катушек, используемых в лабораторной и производственной практике, не всегда соответствуют оптимальным для создания поля H_0 . Критерием их выбора могут являться, например, условия получения максимально большого поля на торце катушки [9], создания протяжённой области с заданной однородностью поля [10–13] или заданного продольного распределения поля [14, 15]. Допустимая плотность тока в таких катушках на практике определяется эмпирически, что является трудоёмким процессом. Это приводит к чрезмерно жёстким условиям эксплуатации катушек, снижающим их долговечность, либо к не полному использованию их функциональных возможностей.

Целью работы является получение формулы для расчёта допустимой плотности тока в проводе соленоидальной намагничивающей катушки по её размерам и допустимой средней температуре перегрева при естественном охлаждении поверхности катушки окружающим воздухом.

Рассмотрим катушку (рис. 1), намотанную на каркасе толщиной h из материала с коэффициентом теплопроводности λ , однородно по объёму с коэффициентом заполнения f проводом из электропроводящего материала с удельным сопротивлением ρ . Внутренний и наружный радиусы и длину обмотки катушки

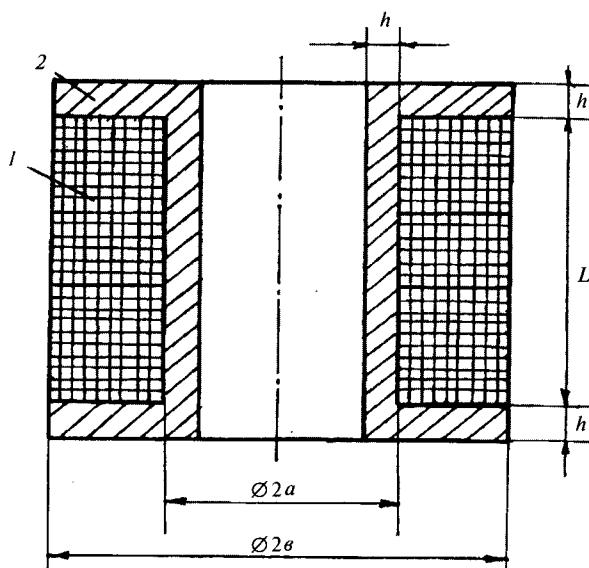


Рис. 1. Продольное сечение намагничивающей катушки: 1 – обмотка, 2 – каркас

обозначим соответственно a , ϵ и L . Введём относительные размеры обмотки: $\alpha = b/a$, $\beta = L/2a$.

Исходные предпосылки для расчёта

Пусть катушка подключена к источнику постоянного тока, создающему в сечении провода плотность тока j при потребляемой мощности P , связанных между собой соотношением [3]:

$$j = \sqrt{\frac{P}{2\pi\beta(\alpha^2 - 1)\rho fa^3}}. \quad (1)$$

Тепловое изменение удельного сопротивления электротехнических электропроводящих материалов во всём практически важном диапазоне изменения температур (за исключением температур ниже -240°C) можно выразить линейным законом [4, 16]:

$$\rho = \rho_0(1 + \alpha' T_{\text{n}}), \quad (2)$$

где α' – температурный коэффициент сопротивления; T_{n} – разность между температурами, при которых удельное сопротивление равно ρ и ρ_0 (для электротехнической меди $\alpha' \approx 0,0043^\circ\text{C}^{-1}$, $\rho_0 \approx 1,78 \cdot 10^8 \Omega\text{-м}$ при 20°C [16]).

Для анализа температурного режима катушки допустимо [6] считать:

– обмотку катушки однородным телом с равномерно распределёнными внутренними источниками тепла и эффективным значением коэффициента теплопроводности λ' , не зависящим от температуры; расчёт λ' катушек, намотанных электротехническим обмоточным проводом [16], по формулам [6] позволяет использовать оценку:

$$\lambda' \approx 2 \text{ Вт}/\text{м}\cdot^\circ\text{C}; \quad (3)$$

– условия теплоотдачи на нижней, верхней и боковых поверхностях катушки одинаковыми и характеризующимися коэффициентом теплоотдачи α'' , не зависящим от температуры; для практически важного диапазона (40 – 100°C) температур перегрева поверхности катушки от температуры $T_{\text{в}}$ окружающего воздуха можно выбрать

$$\alpha'' \approx 14 \text{ Вт}/\text{м}^2\cdot^\circ\text{C}; \quad (4)$$

– теплоотдающую поверхность

$$S = S_1 + kS_2, \quad (5)$$

где S_1 и S_2 – поверхности катушки, граничащие соответственно с воздухом и каркасом,

$$k \approx \frac{\lambda}{h\alpha'' + \lambda}. \quad (6)$$

Расчёт допустимой плотности стационарного тока намагничивающей катушки

Воспользуемся результатами [17], полученными для среднеобъёмной температуры $T_{\text{пп}}$ перегрева пластины, цилиндра и шара с равномерно распределёнными внутренними источниками тепла:

$$T_{\text{пп}} = \frac{P}{\alpha''S} \left(1 + n \frac{\alpha''V}{\lambda' S} \right), \quad (7)$$

где V – объём тела; n – коэффициент, равный для пластины, цилиндра и шара соответственно $1/3$, $1/2$ и $3/5$.

Зависимость средней температуры $T_{\text{пп}}$ перегрева намагничивающей катушки от рассеиваемой мощности будем искать в виде (7) при $n \approx 1/2$.

Учитывая (1), (2) и (5), получаем для плотности тока j , вызывающего перегрев катушки на среднюю температуру $T_{\text{пп}}$:

$$j = \sqrt{\frac{F(\alpha, \beta)\alpha''T_{\text{пп}}}{(1 + \alpha'T_{\text{пп}})\rho_0 f a \left(1 + \frac{\alpha''\alpha}{2\lambda' F(\alpha, \beta)} \right)}}, \quad (8)$$

где

$$F(\alpha, \beta) = \frac{2(\alpha + k)}{\alpha^2 - 1} + \frac{k}{\beta}. \quad (9)$$

Зависимость $j = j(T_{\text{пп}})$ по (8) преобразуем к виду $T_{\text{пп}} = T_{\text{пп}}(j)$:

$$T_{\text{пп}} = j^2 \left(\frac{\alpha''F(\alpha, \beta)}{\alpha\rho_0 f \left(1 + \frac{\alpha''\alpha}{2\lambda' F(\alpha, \beta)} \right)} - \alpha'j^2 \right)^{-1}. \quad (10)$$

Правомерность использования (8) для прогнозирования допустимой плотности тока катушки по её геометрическим размерам и допустимой средней температуре перегрева обосновывается хорошим совпадением (рис. 2) расчётных по (10) зависимостей $T_{\text{пп}} = T_{\text{пп}}(j)$ и экспериментальных значений $T_{\text{пп}}$ для четырёх катушек, геометрические размеры и обмоточные параметры которых приведены в таблице. Каркасы катушек изготовлены из текстолита. Экспериментальные значения $T_{\text{пп}}$ при постоянном j получены в [7] по $T_{\text{пп}}, ^\circ\text{C}$

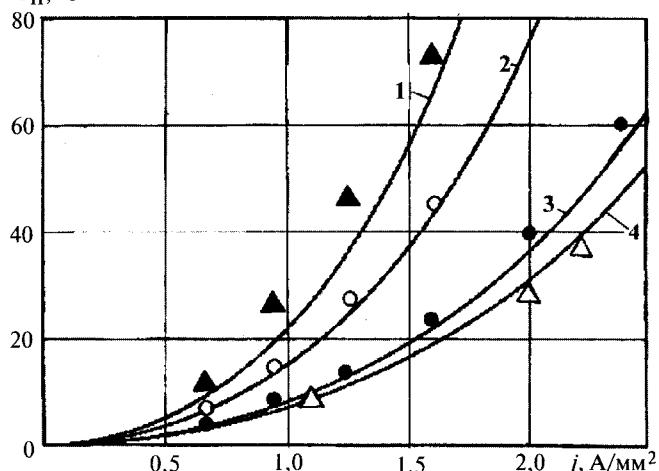


Рис. 2. Расчётные по (10) зависимости и результаты измерения средней температуры $T_{\text{пп}}$ перегрева катушек с параметрами из таблицы от плотности j тока в проводе

измерению активного сопротивления R катушек на основании (2) по методике, описанной в [6]. Геометрические размеры, обмоточные параметры и параметры каркасов экспериментальных катушек соответствуют практически важному диапазону их изменения.

В качестве примера эффективности использования формулы (8) в практических расчётах, проанализируем, на сколько можно увеличить стационарное поле H_0 в центре намагничивающей катушки с параметрами $a=30$ мм, $b=80$ мм, $L=80$ мм, $f=0,815$ при замене температурного индекса её провода с 135 до 200 °C (ПЭТ-200), материала каркаса

Размеры обмотки, мм			Провод ПЭВ-2		Каркас (текстолит)		Рис. 2	
a	b	L	D , мм	f	h , мм	k	Расчётная кривая	Экспериментальные точки
15	65	87	1,5	0,815	10	0,52	1	▲
60	89	92	1,5	0,815	10	0,52	2	○
5	22	92	1,5	0,815	10	0,52	3	●
15	32	40	0,8	0,775	8,7	0,56	4	△

с текстолита при толщине 10 мм на дюралюминий толщиной 5 мм и работе в лабораторных условиях ($T_b = 25^\circ\text{C}$). Вычисление H_0 произведём по известному [1–5] соотношению:

$$H_0 = jfa\beta \ln \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{1 + \sqrt{1 + \beta^2}}, \quad (11)$$

а j – по (8) при $T_{\text{п}} = 100$ и 165°C ($T_{\text{п}}$ рекомендовано [6] устанавливать на 10°C меньше разности температурного индекса провода и температуры T_b окружающего воздуха). Результаты расчёта по (8) и (11) позволили (при $k=0,52$ и $1,00$ соответственно) получить значения напряжённости $H_0 = 43,5$ и $59,5 \text{ kA/m}$. Таким образом, стационарное поле H_0 в центре используемой намагничивающей катушки при замене материала каркаса и температурного индекса её провода с 135 до 200°C можно увеличить на 37% . Для получения этих данных без разработанной формулы было бы необходимо изготовить катушку из нового провода и провести трудоёмкий эксперимент.

При выполнении обмоток без изолирующих прокладок между слоями проводом круглого сечения (типа ПЭВ-2 и др.) в диапазоне изменения диаметров проводника $D=0,41 \div 2,01 \text{ mm}$ на основании данных [16, Т.1 табл. 12-2] может быть рекомендован коэффициент

$$f = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \left(\frac{D}{D'} \right)^2 \approx 0,735 + 0,0525D \text{ mm}, \quad (12)$$

где D' – толщина провода по изоляции.

При $2,01 \text{ mm} < D \leq 2,44 \text{ mm}$ параметр f изменяется мало и близок к $0,84$.

Для практики полезна формула, связывающая активное сопротивление R обмотки с параметрами провода, размерами и средней температурой перегрева катушки:

$$R \approx \frac{8(\sigma^2 - a^2)L\rho_0(1+\alpha'T_{\text{п}})}{\sqrt{3}(D'D)^2}. \quad (13)$$

Если для конкретной катушки параметры f и k определить расчётным путём по (12) и (6) невозможно из-за неоднородности намотки, неодинаковой толщины каркаса на разных участках или отсутствия сведений о теплопроводности его материала, то для определения предельно допустимой плотности тока $j_{\text{п}}$ при заданной средней температуре перегрева $T_{\text{п}}$ можно рекомендовать измерить

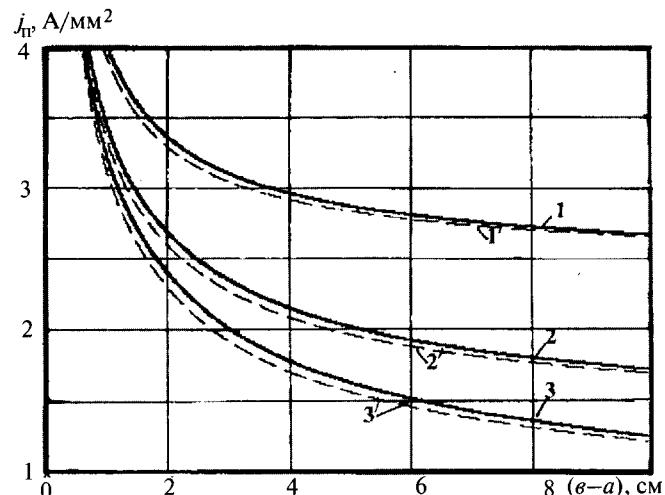


Рис. 3. Влияние толщины $(\sigma-a)$ катушки на допустимую плотность $j_{\text{п}}$ тока в ней. 1 и 1', 2 и 2', 3 и 3' – соответственно для $L = 1, 3, 5 \text{ см}$; 1, 2, 3 и 1', 2', 3' – соответственно для $a = 1$ и 5 см

среднюю температуру перегрева T_1 при заданной плотности тока j_1 . Тогда из (8)

$$j_{\text{п}} = j_1 \sqrt{\frac{T_{\text{п}}(1+\alpha'T_1)}{T_1(1+\alpha'T_{\text{п}})}}. \quad (14)$$

На рис. 3 представлены результаты расчёта с использованием формулы (8) влияния толщины $(\sigma-a)$ катушки на допустимую плотность тока $j_{\text{п}}$ в ней для $\alpha'=0,0043$, $f=0,8$, $k=0,6$, $\rho_0=1,93 \cdot 10^8 \text{ Ом}\cdot\text{м}$, $T_{\text{п}}=85^\circ\text{C}$ (соответствует применению провода типа ПЭТВ из электротехнической меди при $T_b=40^\circ\text{C}$). Как видно из рис. 3 определяющее влияние на $j_{\text{п}}$ оказывает толщина $(\sigma-a)$ катушки, а изменение её внутреннего радиуса a практически не изменяет $j_{\text{п}}$. Анализ возможного диапазона изменения $j_{\text{п}}$ показывает, что в практически важном диапазоне изменения размеров катушек $j_{\text{п}}=1,3 \div 3,5 \text{ A/mm}^2$. Это существенно ниже оценки $j_{\text{п}} \approx 5 \text{ A/mm}^2$, приведённой в [1], и в несколько раз выше $j_{\text{п}} \approx 0,3 \text{ A/mm}^2$, приведённой в [5].

Результаты расчётов по разработанной формуле могут быть использованы и для определения допустимой плотности периодического тока различной формы с амплитудой j_A и периодом, малым по сравнению со временем установления стационарной температуры $T_{\text{п}}$ перегрева катушки:

$$j_A = v j_{\text{п}}, \quad (15)$$

где v – постоянный коэффициент.

Из условия равенства действующих значений периодического и стационарного токов

коэффициент v в (15) имеет следующие значения: для синусоидального тока $v=\sqrt{2}$, для пилообразного $v=\sqrt{3}$, для периодических прямоугольных импульсов со скважностью ξ $v=\sqrt{\xi}$.

Выводы

1. Для оценки допустимой плотности j_p тока в проводе намагничающей катушки по её геометрическим размерам и обмоточным параметрам при естественном охлаждении поверхности катушки окружающим воздухом можно использовать формулу (8).

2. Для катушек, обмоточные параметры, размеры, толщина и теплопроводность материала каркаса которых точно не известны, j_p может быть рассчитана по формуле (14) по результату измерения средней температуры перегрева катушки при заданной плотности тока. В практически важном диапазоне изменения размеров катушек j_p изменяется от 1,3 до 3,5 А/мм².

Список литературы

1. Карасик В.Р. Физика и техника сильных магнитных полей. М.: Атомиздат, 1964.
2. Смирнов С.А., Георгиевский А.В., Юштина В.М. Физика и техника сильных магнитных полей. М.: Атомиздат, 1970.
3. Монтгомери Д. Получение сильных магнитных полей с помощью соленоидов. М.: Мир, 1971.
4. Паркинсон Дж., Малхолл Б. Получение сильных магнитных полей. М.: Атомиздат, 1971.
5. Гречишник Р.М., Пастушенков Ю.Г., Супонев Л.П. Методы создания магнитных полей. Калинин, 1985.
6. Готтер Г. Нагревание и охлаждение электрических машин. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961.
7. Сандомирский С.Г. Оптимизация геометрических размеров намагничающей катушки средств магнитного контроля

движущихся ферромагнитных изделий // Дефектоскопия. 1989. №7. С. 72–79.

8. А.с. № 1704177 СССР. Намагничающая катушка / С.Г. Сандомирский. 1991.

9. Соловьева Г.Р., Хабаров В.В. Выбор оптимальной геометрии многослойного цилиндрического соленоида // Электричество. 1987. № 7. С. 63–64.

10. Шихин А.Н., Сергеев В.Г., Тугарин В.Г. Магнитоизмерительные комплексы для испытания магнитных материалов и систем // Метрология. 1983. № 9. С. 41–49.

11. Антонов В.Г., Петров Л.М., Щелкин А.П. Средства измерения магнитных параметров материалов. Л.: Энергоатомиздат, 1986.

12. Мельгуй М.А., Осипов А.А. Установка для измерения динамических и квазистатических магнитных характеристик // Дефектоскопия. 1991. № 3. С. 34–39.

13. Матюк В.Ф., Осипов А.А. Установка УИМХ для измерения магнитных характеристик магнитомягких материалов и изделий // Дефектоскопия. 2007. № 3. С. 12–25.

14. Сандомирский С.Г., Мельгуй М.А., Сандомирская Е.Г. Оптимизация конфигурации намагничающего поля в аппаратах магнитного контроля движущихся ферромагнитных изделий // Дефектоскопия. 1990. № 3. С. 19–24.

15. Сандомирский С.Г. Современные возможности магнитного контроля структуры изделий (обзор) // В мире неразрушающего контроля. 2009. № 1. С. 40–46.

16. Электротехнический справочник / Под ред. Орлова И.Н. и др. М.-Л.: Энергоатомиздат. Т.1, 1985. Т.2, 1986.

17. Дульнев Г.Н., Семашкин Э.М. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах. Л.: Энергия, 1966.

Сандомирский Сергей Григорьевич – главный научный сотрудник Объединённого института машиностроения Национальной академии наук Беларусь, доктор техн. наук. Окончил физический факультет Белорусского ГУ в 1978 г. Кандидатскую диссертацию по теме «Импульсный магнитный метод контроля механических свойств движущихся стальных объектов стержневой формы» защитил в 1985 г. в Институте прикладной физики НАН Беларусь, г. Минск, докторскую диссертацию по теме «Магнитный контроль механических свойств движущихся малогабаритных изделий» – в 1993 г. в Институте интроскопии МНПО «Спектр», г. Москва.

Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ, вузов

Редакция журнала «Электротехника» предлагает услуги по подготовке и выпуску на договорных условиях специальных (тематических) номеров журнала по тематике и материалам заказчика.

Справки по телефону (495) 361 95 96

ИСТОЧНИКИ ТОКА

Относительная стоимость аккумуляторных батарей

БАЮНОВ В.В., КОЛИКОВА Г.А., КРИВЧЕНКО Г.В.

Рассмотрено влияние удельной энергии, срока службы, ресурса, количества аккумуляторов в батарее на снижение относительной стоимости аккумуляторных батарей.

Ключевые слова: аккумулятор, аккумуляторная батарея, удельная энергия, срок службы, относительная стоимость.

Оценку стоимости химических источников тока (ХИТ) производят по стоимости 1 Вт·ч электрической энергии, получаемой при разряде аккумулятора током номинального режима. Стоимость 1 Вт·ч свинцово-кислотного аккумулятора (СКА) составляет 0,3–0,5 дол., герметизированного СКА – 0,5–0,75 дол/Вт·ч, литий-ионных аккумуляторов (ЛИА) – 1,3 дол/Вт·ч, литий-полимерных аккумуляторов (ЛПА) – 3,1 дол/Вт·ч, серебряно-цинковых аккумуляторов (СЦА) – 1–2,5 дол/Вт·ч [1, 2].

В [2] представлена относительная стоимость ХИТ за 1 Вт·ч, за единицу принятая стоимость СКА, отнесённая к 1 Вт·ч запасённой энергии. Для ХИТ электрохимических систем СКА, ЛИА, СЦА относительная стоимость соответственно равна 1, 6–8, 4–5.

Указанные типы аккумуляторов и аккумуляторных батарей (АБ) кроме стоимости 1 Вт·ч отличаются и другими параметрами: удельной энергией, сроком службы, ресурсом, а для АБ – количеством аккумуляторов, которые влияют на относительную стоимость АБ.

Отношение удельной энергии аккумулятора с большой энергией (ватт-час на килограмм) к удельной энергии аккумулятора с меньшей энергией показывает увеличение длительности разряда аккумулятора с большей энергией при разряде током аккумулятора с меньшей энергией.

Отношение срока службы (годы) или ресурса (цикли) аккумуляторов с более высо-

The influence of the specific energy, service life, resource, amount storages ir battery on relative cost decreasing of the chemical power sources is considered.

Key words: accumulator, storage battery, specific energy, cycle life, service life, relative cost.

кими показателями к аналогичным параметрам аккумуляторов с меньшими показателями также влияет на снижение относительной стоимости.

Указанные три параметра влияют одинаково на относительную стоимость аккумуляторов и АБ.

Количество аккумуляторов в АБ зависит от напряжения сети, к которой подключается АБ. Количество аккумуляторов в АБ при напряжении 220 В составляет для аккумуляторных батарей СКАБ, ЛИАБ, СЦАБ соответственно 110, 61, 138. Этот параметр влияет на относительную стоимость АБ.

Необходимо заметить, что напряжение в сети может быть выше и ниже 220 В. При этом соотношение количества аккумуляторов в сравниваемых АБ не изменяется.

Влияние удельной энергии, срока службы, ресурса и количества аккумуляторов на снижение относительной стоимости 1 Вт·ч АБ определяется по зависимости (1):

$$P = \frac{P_0}{t_1 t_2 t_3 t_4}, \quad (1)$$

где $t_1 = \frac{S_{p_1}}{S_{p_2}}$; $t_2 = \frac{S_{l_1}}{S_{l_2}}$; $t_3 = \frac{C_{y_1}}{C_{y_2}}$; $t_4 = \frac{S_{p_1} N_1}{S_{p_2} N_2}$; P – уточнённая относительная стоимость АБ; P_0 – относительная стоимость аккумулятора при стоимости СКА, равной 1 (по стоимости 1 Вт·ч); t_1, t_2, t_3, t_4 – отношение параметров рассматриваемых АБ.

уточнённая относительная стоимость АБ; P_0 – относительная стоимость аккумулятора при стоимости СКА, равной 1 (по стоимости 1 Вт·ч); t_1, t_2, t_3, t_4 – отношение параметров рассматриваемых АБ.

ваемого аккумулятора и АБ $S_{p_1}, S_{l_1}, C_{y_1}, S_{p_1}N_1$ к аналогичным показателям СКА и СКАБ: $S_{p_2}, S_{l_2}, C_{y_2}, S_{p_2}N_2; S_{p_1}, S_{p_2}$ (Вт·ч/кг), S_{t_1}, S_{t_2} (годы), C_{y_1}, C_{y_2} (циклы), N – количество аккумуляторов в АБ.

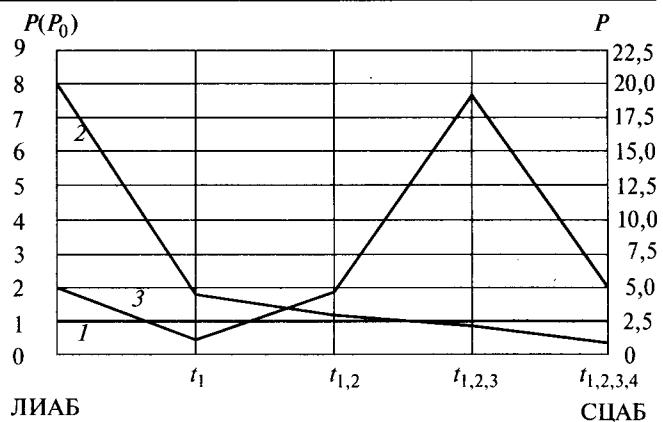
Зависимость (1) позволяет определить снижение относительной стоимости и для других ХИТ, относительное значение которых принимается за единицу.

По зависимости (1) можно определить влияние отдельных составляющих (t_1, t_2, t_3, t_4) на снижение относительной стоимости АБ.

Данные по определению изменения относительной стоимости различных АБ (ЛИАБ, СЦАБ) с учётом длительности разряда, удельной энергии, срока службы, ресурса, количества аккумуляторов в АБ на стоимость 1 Вт·ч относительно стоимости СКАБ приведены в таблице.

На рисунке показано изменение относительной стоимости P для максимальных значений P_0 батарей ЛИАБ, СЦАБ в зависимости от $t_1, t_{1,2}, t_{1,2,3}, t_{1,2,3,4}$ при равном расстоянии между ними.

Наибольшее влияние на снижение P ЛИАБ оказывает удельная энергия (t_1): 3,6–4,2, меньшее – количество аккумулято-



Изменение относительной стоимости P СКАБ (1), ЛИАБ (2), СЦАБ (3) в зависимости от параметров $t_1, t_{1,2}, t_{1,2,3}, t_{1,2,3,4}$

ров в АБ (t_4): 2–2,63, срок службы (t_2): 1,6–1,7 и ресурс (t_3): 0,8–1,3. Высокие значения удельной энергии и срока службы ($t_1 \times t_2$) снижают относительную стоимость до 1,04–1,1, а влияние всех параметров ($t_1 \times t_2 \times t_3 \times t_4$) – до 0,38–0,65 относительной стоимости СКАБ, т.е. относительная стоимость ЛИАБ становится в 1,5–2,6 раза ниже относительной стоимости СКАБ. Для СЦАБ с учётом четырёх факторов относительная стоимость составляет 5–16,7.

Таким образом, с учётом параметров повышения удельной энергии, срока службы,

Параметр	Тип ХИТ		
	СКАБ	ЛИАБ	СЦАБ
Стоимость 1 Вт·ч относительно СКА P_0	1	6–8	4–5
Удельная энергия	Вт·ч/кг	30	109–125
	относительно СКА t_1	1	3,6–4,2
Срок службы	лет	5–6	8–10
	относительно СКА t_2	1	1,6–1,7
Ресурс	цикли	600–800	500–1000
	относительно СКА t_3	1	0,8–1,3
Количество аккумуляторов в АБ N	N при $U=220$ В	110	61
	(Вт·ч/кг) N	3300	6649–7625
	относительно СКА t_4	1	2,0–2,3
Относительная стоимость АБ	t_1	1	3,6–4,2
	P	1	1,67–1,90
	$t_1 \times t_2$	1	5,76–7,14
	P	1	1,04–1,10
	$t_1 \times t_2 \times t_3$	1	4,6–9,3
	P	1	1,30–0,85
	$t_1 \times t_2 \times t_3 \times t_4$	1	9,2–21,3
	P	1	0,65–0,38

ресурса и уменьшения количества аккумуляторов в АБ относительная стоимость литий-ионных АБ снижается в 1,5–2,6 раза по сравнению с относительной стоимостью свинцово-кислотной АБ.

Выводы

1. Определено влияние удельной энергии, срока службы, ресурса и количества аккумуляторов в литий-ионных АБ на снижение их относительной стоимости.

2. Полученные данные показывают целесообразность разработки литий-ионных и литий-полимерных АБ и новых перспективных ХИТ с более высокими характеристиками: удельной энергией, сроком службы, ресурсом и напряжением аккумуляторов по сравнению со свинцово-кислотными АБ.

Список литературы

1. Таганова А.А., Бубнов Ю.К., Орлов С.Б. Герметичные химические источники тока: элементы и аккумуляторы, оборудование для испытаний и эксплуатации: Справочник. М.: Химиздат. 2005.

2. Коровин Н.В., Скундина А.М. Химические источники тока: Справочник. М.: МЭИ. 2003.

Баюнов Виктор Васильевич – работал в ОАО «НИИАИ «Источник», канд. техн. наук.

Коликова Галина Алексеевна – начальник отдела ОАО «НИИАИ «Источник», канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник. Окончила ЛТИ им. Ленсовета в 1966 г. Защищила диссертацию по теме «Исследования по интенсификации процесса формирования пастированных пластин свинцовых аккумуляторов».

Кривченко Галина Васильевна – старший научный сотрудник ОАО «НИИАИ «Источник», канд. техн. наук. Окончила ЛГУ в 1964 г. Защищила диссертацию по теме «Малосурьмянные сплавы для свинцово-кислотных батарей».

Ежемесячный научно-технический журнал «Электротехника» издается с 1930 г. Журнал рассчитан на широкий круг читателей – специалистов различных отраслей машиностроения.

Журнал включён в перечень ведущих научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание учёных степеней доктора и кандидата наук, переводится на английский язык издательством “ALLERTON PRESS, INC”. Полная версия журнала в формате PDF размещена на сайте РУНЭБ (www.elibrary.ru), содержание журнала – на сайте МФТИ (www.infomag.ru). Журнал распространяется по подписке. Отдельные номера можно приобрести в редакции журнала.

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Анатолий Николаевич Панибратец

(к 60-летию со дня рождения)

4 мая 2010 г. исполнилось 60 лет заместителю генерального директора ФГУП ВЭИ, лауреату премии правительства РФ в области науки и техники, кандидату технических наук Анатолию Николаевичу Панибратцу.

А.Н. Панибратец родился в семье офицера на Чукотке. В 1972 г. закончил Одесский политехнический институт по специальности «Электрические машины и аппараты» и по распределению направлен в ВЭИ, где занимал последовательно посты инженера и старшего инженера, старшего и ведущего научного сотрудника, начальника научно-технического центра и первого заместителя генерального директора.

В период бурно развивающегося в 60–70-х годах трансформаторостроения молодой инженер А.Н. Панибратец был одним из пионеров освоения и внедрения не только в исследованиях, но и в практическом применении на заводах отрасли современной вычислительной техники и передовых методов расчёта сложных электромагнитных и электромеханических процессов в трансформаторах и реакторах. При его участии в ВЭИ были созданы методики расчёта магнитного поля и добавочных потерь, электродинамических расчётов, которые до сих пор используются всеми трансформаторными заводами России и за рубежом. Многие годы он руководил направлением разработки методов и программ расчёта электродинамической стойкости при КЗ в трансформаторах и реакторах.

Результаты работ А.Н. Панибратца, одного из ведущих специалистов страны по вопросам стойкости трансформаторов при аварийных воздействиях, использовались и используются в производстве. При его непосредственном участии в ВЭИ проводились работы по созданию практически всех типов трансформаторов. Это сверх-



мощные уникальные трансформаторы и реакторы для первых в мире ЛЭП 1150 кВ переменного тока и 1500 кВ постоянного тока, трансформаторы предельных мощностей до 1250 МВА для ЛЭП 220–750 кВ, трансформаторы массовых серий 6–35, 110–220–330–500 кВ, электропечные, преобразовательные трансформаторы, и различные специальные трансформаторы и реакторы. А.Н. Панибратец – руководитель и исполнитель не только расчётных исследований, но и участник большинства уникальных испытаний трансформаторов на стойкость при КЗ на сетевом стенде МИС ВЭИ в г. Тольятти. Однако главным достижением, главным итогом многолетней деятельности является то, что А.Н. Панибратец – один из основных разработчиков отраслевой методики расчёта стойкости трансформаторов при КЗ – РД 16.431 и руководитель и основной разработчик систем программ РЭСТ-ВЭИ, которые используются и будут ещё долгие годы использоваться на всех трансформаторных заводах бывшего СССР при проектировании и разработках трансформаторного оборудования, а также и за рубежом.

Анатолий Николаевич Панибратец – уникальный инженер и научный работник. За последние более 30 лет в РФ и СНГ нет практически ни одного трансформатора, в разработке которого в той или иной мере не был бы причастен А.Н. Панибратец – от непосредственного проведения расчётов до применения методики расчёта ВЭИ и системы программ РЭСТ-ВЭИ.

В 1999 г. А.Н. Панибратец успешно защитил диссертацию «Исследования и расчёты электродинамической стойкости при КЗ мощных силовых трансформаторов», а в 2003 г. стал лауреатом премии правительства РФ в области науки и техники за разработку и внедрение управляемых подмагничиванием дугогасящих реакторов. Он автор более 50 научных работ: статей, докладов и изобретений. А.Н. Панибратец достойно представляет нашу страну за рубежом, являясь активным участником работ комитетов и рабочих групп CIGRE и МЭК, членом коллегии журнала «Электротехника». Серьёзное внимание он уделяет общественной работе.

В настоящее время А.Н. Панибратец ведёт в ВЭИ направления, связанные с формированием и выполнением федеральных целевых научно-технических программ, планированием исследований и разработок, выявлением, защитой и коммерциализацией результатов интеллектуальной деятельности, системой менеджмента качества, разработками надёжного высоковольтного электрооборудования. Одновременно он продолжает работу в области стойкости трансформаторов при КЗ как по методическим вопросам, так и по проблеме создания в стране новых испытательных стендов и восстановлению нормативной базы, обеспечивающей надёжность электрооборудования в эксплуатации.

**Редакционная коллегия и редакция журнала «Электротехника» поздравляют
Анатолия Николаевича с юбилеем и желает здоровья, творческих успехов.**

Правила оформления статей, направляемых в журнал «Электротехника»

1. Объём статьи не должен превышать **12 страниц** текста, 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.**
3. К статье должны быть приложены **аннотация (2–3 предложения) и ключевые слова на русском и английском языках**. Название статьи также следует дать на **русском и английском языках**.
4. 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, учёное звание и степень, какой факультет, какого вуза и когда закончен, тему диссертации и год её защиты.

Необходимо указать **телефон или электронный адрес** для контакта с читателями (будет напечатан в журнале).

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

5. Формулы должны быть набраны на компьютере (**крупно**) в отдельные строчки (а не в текст).

6. 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.

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

Изображение на фотографиях к статье должно быть контрастным, с хорошо проработанными деталями, с разрешением **не менее 300 пикселей на дюйм**.

8. 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, её название, название сборника или издания, город, издательство, год, выпуск, страницы.

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

9. Статью следует высыпать в редакцию по E-mail: *elektrotechnika@mtu-net.ru*

Индекс
71111

ISSN 0013-5860 Электротехника. 2010. № 5. 1–64.

В соответствии с решением Высшей аттестационной комиссии Министерства образования и науки Российской Федерации журнал «Электротехника» включен в перечень ведущих научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук.