

ISSN 0013-5860

Э *ЭЛЕКТРОТЕХНИКА* **7** *2011*

2011. № 7

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru



МЕДАЛЬ
"ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ"



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

УЧРЕДИТЕЛИ

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

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

МАКАРЕВИЧ Л.В. (председатель совета), МЕЩЕРЯКОВ В.М., ОРЛОВ Ю.А., КОВАЛЕВ Ф.И.,
ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И. (заместитель председателя совета), ГЛОВАЦКИЙ А.В., ЧИБИРКИН В.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **РОЗАНОВ Ю.К.**, доктор техн. наук, проф.,
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, МОСКАЛЕНКО В.В., канд. техн. наук, проф.,
НИКУЛИН А.А., канд. техн. наук, ПАНИБРАТЕЦ А.Н., канд. техн. наук, 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.

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, Главпочтамт, а/я 648.

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (495) 361-95-96
E-mail elektrotechnika@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 11.05.2011 Выход в свет 20.07.2011 Формат 60x88 1/8.

Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ № 6

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

Отпечатано в ООО «Галлея-Принт»
Москва, 5-я Кабельная ул., 26

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Шепелин В.Ф., Донской Н.В., Матисон В.А., Селивестров Н.В., Визгина Е.И. Многоуровневый преобразователь частоты на высоковольтных транзисторах с частотно-токовым управлением. 2

- Шабает В.А. Особенности управления вентильно-индукторными двигателями 8

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Волокитина Е.В., Данилов Н.А., Нестерин В.А., Опалев Ю.Г. Новая серия отечественных вентильных электродвигателей для универсальных технологических роботов 13

- Симонов Б.Ф., Кадышев А.И., Погарский Ю.В., Куш А.В. Исследование тепловых параметров резисторов самосинхронизации, входящих в системы возбуждения турбо- и гидрогенераторов 16

ТРАНСФОРМАТОРЫ

- Прохоров А.В., Гольдштейн Е.И. Мониторинг изменений механического состояния обмоток силовых трансформаторов, обусловленных радиальными деформациями 20

- Лазарев Н.С., Шульга А.Р., Шульга Р.Н. Управляемая коммутация трансформаторов 27

- Сериков А.В., Герасименко Т.В. Тепловой расчёт электрорадиатора трансформаторного типа 33

РЕЛЕЙНАЯ ЗАЩИТА

- Нудельман Г.С., Онисова О.А., Наволочный А.А. Подготовка методической базы цифровых моделей реального времени для целей релейной защиты. 40

- Калябин Ю.В., Гусев В.Е., Бочкарёв В.Н. Обоснование требований к селективности релейной защиты судовых электроэнергетических систем 44

УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ, РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ И ЗАЩИТЫ

- Мишуллин Р.Г., Лукин Э.И., Хакимзянов Э.Ф., Ведерников С.Г., Лаврентьев И.С. Распознавание сигналов локационного зондирования в высокочастотном тракте линии электропередачи методом спектрального анализа. 47

- Зотов Л.Г. Двухуровневая система обмена электрической энергией постоянного тока на основе структур с переключаемыми конденсаторами для автономных энергосистем 52

ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

- Щербakov А.В., Рубцов В.П. Особенности построения манипуляторов для электронно-лучевых сварочных установок 58

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

- Виктор Гаврилович Щербakov. 63

CONTENTS

ELECTRIC DRIVE

- V.F. Shepelin, N.V. Donskoy, V.A. Matison, N.V. Seliverstov, E.I. Vizgina. Multi-level high-voltage transistor's inverter with frequency-current control. 2

- V.A.Shabaev. Management singularity of switch-induction motors 8

ELECTRICAL MACHINES

- E.V.Volokitina, N.A.Danilov, V.A.Nesterin, Yu.G.Opalev. A new series of domestic brushless DC motors for universal technological robots 13

- B.F. Simonov, A.I. Kadyshev, Yu.V. Pogarskii, A.V. Kusch. Investigation of thermal parameters of resistors self-synchronization, within the excitation system, turbo and hydro generators. 16

TRANSFORMERS

- A.V. Prokhorov, E.I. Goldstein. Monitoring the changes of power transformer windings mechanical condition caused by radial displacements. 20

- N.S. Lazarev, A.R. Shul'ga, R.N. Shul'ga. The controlled switching of power transformers 27

- A.V. Serikov, T.V. Gerasimenko. Thermal design of the transformer type radiator. 33

RELAY PROTECTION

- G.S. Nudel'man, O.A. Onisova, A.A. Navolochnyi. Methodological base of real-time dynamic models for relay protection purposes. 40

- Yu.V. Kalyabin, V.E. Gusev, V.N. Bochkaryov. Requirements to selectivity of relay protection of ship power systems 44

DEVICES FOR CONTROL, DISTRIBUTION OF ELECTRIC ENERGY AND PROTECTION

- R.G. Minullin, E.I. Lukin, E.F. Khakimzyanov, S.G. Vedernikov, I.S. Lavrent'ev. Identification of signals location probing in a high-frequency channel of transmission line by a method of frequency analysis 47

- L.G. Zotov. Two-level systems for the exchange of electric DC energy based on switched-capacitor structures for autonomous power systems 52

ELECTROTHERMY

- A.V. Scherbakov, V.P. Rubtsov. Features of construction of manipulators for electron beam welding installations. 58

OUR JUBILEERS

- Viktor Gavrilovich Scherbakov. 63

Многоуровневый преобразователь частоты на высоковольтных транзисторах с частотно-токовым управлением

ШЕПЕЛИН В.Ф., ДОНСКОЙ Н.В., МАТИСОН В.А., СЕЛИВЕСТРОВ Н.В., ВИЗГИНА Е.И.

Приведена структурная схема многоуровневого транзисторного преобразователя частоты с высоковольтными ячейками для плавного пуска и регулирования скорости асинхронных и синхронных двигателей мощностью до 5000 кВт. Описано назначение основных узлов частотно-токовой системы управления. Преобразователь частоты выполнен с высоковольтными выпрямительно-инверторными ячейками и содержит в фазе двигателя при напряжении сети 6 кВ две последовательно включённые ячейки, а при напряжении сети 10 кВ — четыре ячейки.

Ключевые слова: многоуровневый преобразователь частоты, пусковое устройство, ячейка, высоковольтный.

Бурное развитие полупроводниковой техники позволяет в настоящее время разрабатывать и производить различные устройства как для регулирования скорости, так и для плавного пуска высоковольтных асинхронных и синхронных электродвигателей. Данные устройства позволяют уменьшить пусковые токи, снизить пиковую нагрузку на сеть и двигатель, а также повысить экономичность и надёжность работы электроустановки. При этом для «легкого» пуска высоковольтных асинхронных и синхронных двигателей механизмов с вентиляторным характером момента на валу широкое распространение находят тиристорные пусковые устройства с фазовым управлением тиристорами, а для «тяжёлого» пуска шаровых мельниц, дробилок и других аналогичных механизмов — выпрямительно-инверторные тиристорные преобразователи частоты с естественной коммутацией тириستоров: выпрямителя за счёт ЭДС сети, инвертора — за счёт ЭДС фаз синхронного двигателя. Однако такие пусковые устройства не решают до конца проблему плавного пуска высоковольтных двигателей. Например, при фазовом аварийном пуске резервных двигателей насосных агрегатов с от-

The article contains structural scheme of multi-level transistor frequency converter with high-voltage cells for soft start and speed control of asynchronous and synchronous machines up to 5000 kW and description of the function of parts of frequency-current control system. The converter is made with high-voltage rectifier-inverter cells that is connected in series; the number of cells is 2 (6 kV) or 4 (10 kV).

Key words: frequency converter, multi-level, starter, cell, high-voltage.

крытой задвижкой на нефтеперекачивающих станциях пусковые токи достигают $4I_{\text{ном}}$ и их не удаётся снизить из-за ограниченного времени пуска, а при плавном пуске синхронных двигателей шаровых мельниц от тиристорного преобразователя частоты с естественной коммутацией до частоты 5–7 Гц происходят пульсации момента двигателя от 0 до $2M_{\text{ном}}$ при каждом переключении фаз из-за коммутации тока тириستоров инвертора путём кратковременного перевода выпрямителя в инверторный режим [1]. Пульсации электромагнитного момента двигателя приводят к динамическим ударам в зубцах редуктора.

Кардинальным решением проблем пуска и регулирования угловой скорости высоковольтных двигателей является применение транзисторных преобразователей частоты с синусоидальной формой выходного напряжения (тока), обеспечивающих пуск высоковольтных двигателей с пусковым током до $1,5I_{\text{ном}}$ и практически постоянным моментом на валу. Для регулирования угловой скорости асинхронных и синхронных двигателей, работающих в длительном режиме, в настоящее время широкое распространение находят многоуров-

новые преобразователи частоты на высоковольтных транзисторах с числом последовательно включённых ячеек в фазе двигателя 5 шт. для напряжения сети 6 кВ и 9 шт. для напряжения сети 10 кВ. Эти преобразователи имеют высокую стоимость и значительные габаритные размеры. Вместе с тем в настоящее время промышленность освоила выпуск высоковольтных транзисторов с напряжением до 6500 В, применение которых позволяет упростить конструкцию преобразователей частоты, снизить их габаритные размеры и стоимость. В ОАО «ВНИИР» на базе таких транзисторов разработана серия специальных многоуровневых преобразователей частоты для асинхронных и синхронных высоковольтных двигателей мощностью до 5000 кВт и напряжением до 10 кВ. Структурная схема такого преобразователя частоты на напряжение питающей сети 6 кВ представлена на рис. 1.

Силовая часть преобразователя частоты состоит из силового высоковольтного многообмоточного трансформатора Т1, высоковольтных выпрямительно-инверторных ячеек А1, А2, В1, В2, С1, С2, LC-фильтра Ф и вакуумного выключателя Q1 для подключения при необходимости электродвигателя М1 непосредственно к промышленной сети после его разгона до номинальной угловой скорости. При этом для

управления двигателями на 6 кВ в каждой фазе двигателя устанавливаются по 2 последовательно включённые ячейки с транзисторами 65 класса, а на 10 кВ – 4 последовательно включённые ячейки с транзисторами 45 класса.

LC-фильтр Ф, установленный на выходе преобразователя частоты, предназначен для уменьшения крутизны фронтов импульсов напряжения на выходе преобразователя и снижения таким образом перенапряжений на зажимах двигателя, вызванных «эффектом длинной линии» [2]. Этим облегчаются также и режимы работы изоляции и подшипников двигателя.

На рис. 2 приведена принципиальная схема высоковольтной ячейки, которая представляет из себя выпрямительно-инверторный преобразователь частоты с ёмкостным фильтром на конденсаторе С1 в звене постоянного тока и блоком управления БУ. Выпрямитель V1 преобразователя частоты выполнен на тиристорах, что позволяет управлять токами заряда конденсатора фильтра при включении преобразователя частоты, а также упростить максимально-токовую защиту ячейки, реализованную путём снятия управляющих импульсов с тириستоров выпрямителя с последующим отключением всего преобразователя частоты. Ограничение ударных токов на допустимом уровне

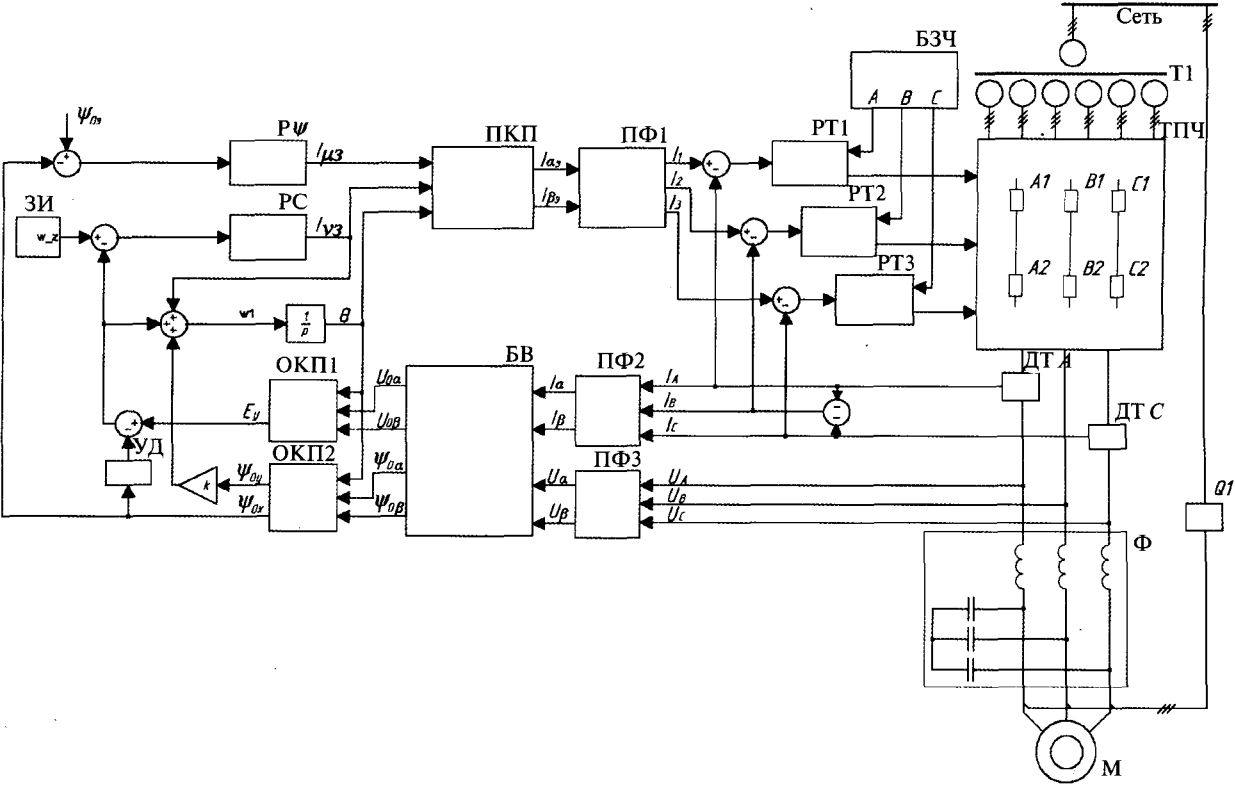


Рис. 1. Структурная схема преобразователя частоты с частотно-токовым управлением

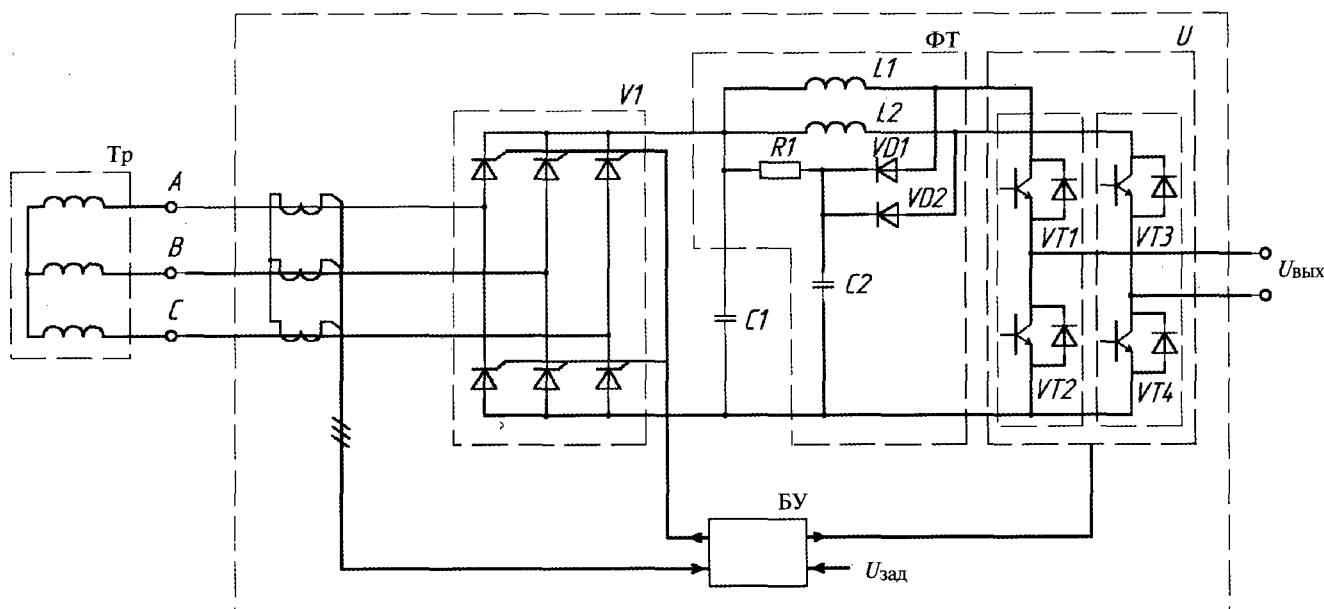


Рис. 2. Высоковольтная выпрямительно-инверторная ячейка многоуровневого преобразователя частоты

не в случае КЗ в блоке или при выходе одного тиристора из строя в данном случае выполняют индуктивности рассеяния обмоток многообмоточного питающего трансформатора. Для уменьшения потерь мощности в силовых транзисторах инвертора U при их включении и повышения возможной частоты их переключений в звено постоянного тока преобразователя входит формирователь ФТ траектории открытия транзисторов $VT1-VT4$, состоящий из дросселей $L1$, $L2$ с обратными диодами $VD1$, $VD2$, разрядным резистором $R1$ и конденсатором $C2$. Управление ячейкой выполняет центральный процессор, размещённый в низковольтном отсеке силового шкафа, через блок управления БУ.

Система управления преобразователем частоты по рис. 1 построена на принципе частотно-токового управления вектором тока статора и является модификацией ранее реализованной системы частотно-токового управления в разработанных ОАО «ВНИИР» низковольтных электроприводах ЭПА1-02 [3].

Вектор тока статора в системе управления преобразователем частоты формируется двумя составляющими: активной составляющей I_{v3} , амплитуда которой определяется сигналом с выхода ПИ-регулятора скорости РС, и реактивной составляющей $I_{\mu3}$, амплитуда которой устанавливается ПИ-регулятором РШ потокосцепления в воздушном зазоре двигателя. При этом сигнал $\omega_{зад}$ задания угловой скорости на вход регулятора скорости РС поступает

через задатчик интенсивности ЗИ, а сигнал задания потокосцепления в воздушном зазоре Ψ_{03} , пропорциональный соотношению $U_{mf}/\omega_{ном}$, поступает на вход регулятора потокосцепления РШ через узел сравнения сигнала задания с сигналом обратной связи по потокосцеплению в воздушном зазоре двигателя.

Выходы регуляторов скорости I_{v3} и потокосцепления $I_{\mu3}$ подключены к входам прямого координатного преобразователя ПКП, где формируются заданные значения синусоидальных токов $I_{\alpha3}$, $I_{\beta3}$ фаз статора двигателя в неподвижной системе координат α, β в соответствии с выражениями:

$$I_{\alpha3} = I_{\mu3} \cos \omega t - I_{v3} \sin \omega t;$$

$$I_{\beta3} = I_{\mu3} \sin \omega t + I_{v3} \cos \omega t.$$

Полученные значения синусоидальных токов $I_{\alpha3}$, $I_{\beta3}$, сдвинутые друг относительно друга на 90° , преобразуются в узле преобразования фаз ПФ в трёхфазную систему токов, сдвинутых друг относительно друга на 120° , согласно выражениям:

$$I_1 = I_{\alpha3}; \quad I_2 = -1/2 I_{\alpha3} + \sqrt{3}/2 I_{\beta3};$$

$$I_3 = -1/2 I_{\alpha3} - \sqrt{3}/2 I_{\beta3}.$$

Система регулирования преобразователем выполнена по двухконтурной схеме и содержит контур регулятора скорости, замкнутый по противоЭДС двигателя, а также контур тока с тремя релейными регуляторами тока

РТ1–РТ3. На входе регуляторов тока сравниваются синусоидальные сигналы задания токов I_1, I_2, I_3 статора двигателя с выхода прямого координатного преобразователя и сигналы I_A, I_B, I_C обратной связи по току с датчиков тока фаз двигателя. При этом сигналы с выходов регуляторов тока на закрытие работающих транзисторов преобразователя частоты ТПЧ при превышении током двигателя тока задания поступают без задержки, а их открытие при снижении тока двигателя ниже заданного происходит по фронту сигналов с блока задания частоты переключения силовых транзисторов БЗЧ, сдвинутых относительно друг друга в разных фазах двигателя на 120° частоты переключения. Благодаря этому переключение транзисторов в разных фазах двигателя происходит неодновременно, что обеспечивает снижение уровня пульсаций тока фаз.

Сигналы обратных связей по противоЭДС двигателя и потокосцеплению формируются в системе координат x, y , вращающейся синхронно с вектором потока воздушного зазора двигателя. В качестве исходных величин для их формирования используются сигналы I_A, I_C с датчиков тока ДТА, ДТС, размещённых в фазах A и C двигателя, и сигналы U_A, U_B, U_C с датчика ДН напряжений статора двигателя. При этом с учётом совмещения оси координат α с фазой A статора и записи ранее заданных составляющих вектора тока статора двигателя в осях координат α, β положение вектора напряжения двигателя определится соотношениями:

$$U_A = -U_m \sin(\omega t + \gamma); \quad U_B = -U_m \sin(\omega t - 2\pi/3 + \gamma); \\ U_C = -U_m \sin(\omega t + 2\pi/3 + \gamma),$$

где γ – угол сдвига между векторами противоЭДС и напряжения на зажимах статора двигателя.

После преобразования трёхфазных сигналов токов и напряжений двигателя в блоках ПФ2, ПФ3 преобразования фаз в двухфазные сигналы $I_\alpha, I_\beta, U_\alpha, U_\beta$ в неподвижной системе координат α, β по формулам

$$I_\alpha = I_A; \quad I_\beta = (I_B - I_C) / \sqrt{3}; \quad U_\alpha = U_A; \\ U_\beta = (U_B - U_C) / \sqrt{3}$$

и вычитания падений напряжений в активных сопротивлениях R_1 обмоток фаз статора двигателя в блоке вычислителя БВ получим значение составляющих напряжений статора двигателя

$U_{1\alpha}, U_{1\beta}$ в системе координат α, β , включающих в себя падение напряжения от тока статора в индуктивностях рассеяния его обмоток и противоЭДС статора $U_{0\alpha}, U_{0\beta}$, наводимых вращающимся магнитным полем в воздушном зазоре:

$$U_{1\alpha} = U_\alpha - I_\alpha R_1; \quad U_{1\beta} = U_\beta - I_\beta R_1.$$

Значения потокосцеплений $\Psi_{0\alpha}, \Psi_{0\beta}$ в воздушном зазоре двигателя и противоЭДС статора $U_{0\alpha}, U_{0\beta}$ могут быть определены из следующих соотношений:

$$\Psi_{0\alpha} = \int U_{1\alpha} dt - L_{1\sigma} I_\alpha; \quad \Psi_{0\beta} = \int U_{1\beta} dt - L_{1\sigma} I_\beta; \\ U_{0\alpha} = d\Psi_{0\alpha} / dt; \quad U_{0\beta} = d\Psi_{0\beta} / dt,$$

где $L_{1\sigma}$ – индуктивность рассеяния фазы статора двигателя.

При синусоидальном распределении магнитного поля в воздушном зазоре из последних выражений будем иметь:

$$\Psi_{0\alpha} = \Psi_{0m} \cos \omega t; \quad \Psi_{0\beta} = \Psi_{0m} \sin \omega t; \\ U_{0\alpha} = -\omega \Psi_{0m} \sin \omega t; \quad U_{0\beta} = \omega \Psi_{0m} \cos \omega t.$$

В качестве датчика обратной связи по противоЭДС двигателя в регуляторе скорости РС и датчика обратной связи по потокосцеплению в регуляторе потокосцепления РΨ используются обратные координатные преобразователи ОКП1, ОКП2, реализующие следующие функции:

$$U_{0y} = -U_{0\alpha} \sin \omega t + U_{0\beta} \cos \omega t = \omega \Psi_{0m} \sin \omega t \sin \omega t + \\ + \omega \Psi_{0m} \cos \omega t \cos \omega t = \omega \Psi_{0m}; \\ \Psi_{0x} = \Psi_{0\alpha} \cos \omega t + \Psi_{0\beta} \sin \omega t = \Psi_{0m} \cos \omega t \cos \omega t + \\ + \Psi_{0m} \sin \omega t \sin \omega t = \Psi_{0m}; \\ \Psi_{0y} = -\Psi_{0\alpha} \sin \omega t + \Psi_{0\beta} \cos \omega t = -\Psi_{0m} \cos \omega t \sin \omega t + \\ + \Psi_{0m} \sin \omega t \cos \omega t = 0,$$

где Ψ_{0m} – амплитуда потокосцепления в воздушном зазоре, пропорциональная току намагничивания.

При заданных частоте тока фаз и нагрузке $\omega \Psi_{0m} = \text{const}$ и на входе регулятора скорости в установившемся режиме имеем сигнал с преобразователя ОКП1, пропорциональный угловой частоте ω тока статора и потокосцеплению в воздушном зазоре, но с высокочастотными

пульсациями, частота которых кратна частоте переключения транзисторов. Для их компенсации сигнал Ψ_{0x} на выходе ОКП2 дифференцируется в блоке УД и вычитается из сигнала U_{0y} на выходе ОКП1. Поддержание потокосцепления в воздушном зазоре двигателя на заданном уровне выполняет ПИ-регулятор Р Ψ потокосцепления, на входе которого суммируются сигналы задания Ψ_{0z} и обратной связи Ψ_{0m} с выхода Ψ_{0x} обратного координатного преобразователя ОКП2. Для поддержания частоты вращения ротора на заданном уровне при различных нагрузках на его валу сигнал задания частоты тока статора с выхода U_{0y} обратного координатного преобразователя ОКП1 увеличивается на значение сигнала с выхода регулятора скорости, пропорционального активной составляющей тока двигателя, а значит, и значению момента и скольжения вращающегося поля статора относительно ротора двигателя. Дополнительно в канал задания частоты тока статора вводится также сигнал Ψ_{0y} с выхода ОКП2 для сохранения направления оси x вдоль вектора потокосцепления Ψ_0 при различных нагрузках на валу двигателя. При совпадении направлений сигнал Ψ_{0y} с выхода ОКП2 равен нулю.

Уровень высокочастотных составляющих в токе и ЭДС статора двигателя в значительной степени зависит от алгоритма управления силовыми транзисторами инверторов высоковольтных ячеек. В исполнениях преобразователя частоты на напряжение сети и двигателя 6 кВ, как отмечено выше, в фазе установлено 2 выпрямительно-инверторные ячейки. При этом в зависимости от уровня напряжения фазы двигателя одна из ячеек полностью открыта или полностью закрыта и управление током фазы выполняет другая ячейка. Выбор режима работы ячейки с нулевым или максимальным выходным напряжением осуществляется в функции сигнала, фиксирующего уровень напряжения фазы двигателя.

Анализ электромеханических процессов в системе «преобразователь частоты – трёхфазный асинхронный двигатель 4А3МВ-1600/6000 – насос» выполнен путём математического моделирования на основе уравнений, описывающих обобщённую двухфазную машину [4]. Осциллограммы изменений тока фазы A двигателя, момента двигателя M , статического момента нагрузки M_c и угловой скорости n при разгоне двигателя со статическим моментом на валу равным $0,8M_{ном}$ представлены на рис. 3.

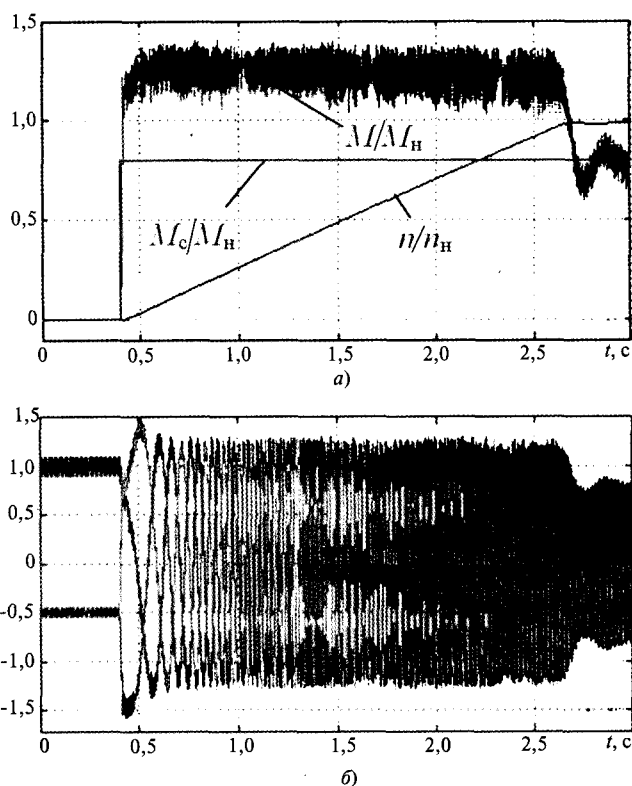


Рис. 3. Процесс пуска двигателя 4А3МВ-1600/6000 от ПЧ: а – моменты и скорости; б – токи фаз

После завершения разгона двигателя до максимальной скорости в частотном режиме в преобразователе частоты предусмотрена возможность переключения его для дальнейшей работы в нерегулируемом режиме непосредственно к сети. При этом принят следующий алгоритм переключения. В процессе пуска двигателя замеряются частота тока фаз статора, амплитуда линейного напряжения двигателя, фазовый сдвиг синусоид напряжения сети и напряжения двигателя. При их совпадении с заданным допуском подаётся команда на включение рабочего выключателя и после его срабатывания транзисторы инверторов ячеек закрываются, а пусковое устройство отключается от сети.

Анализ процесса переключения трёхфазного асинхронного двигателя 4А3МВ-1600/6000 на сеть после завершения разгона выполнен путём математического моделирования на основе уравнений, описывающих обобщённую двухфазную машину [4], при следующих условиях: частота тока статора двигателя при питании от преобразователя частоты 50 Гц, фаза напряжения на выходе преобразователя частоты опережает фазу напряжения сети на 2° , амплитуды напряжений сети и преобразователя частоты отличаются друг от друга не более,

чем на 2%, статический момент нагрузки на валу двигателя равен $0,8M_{\text{ном}}$ двигателя, суммарный момент инерции агрегата равен 1,2 момента инерции двигателя. Результаты моделирования процессов переключения двигателя на сеть представлены на рис. 4.

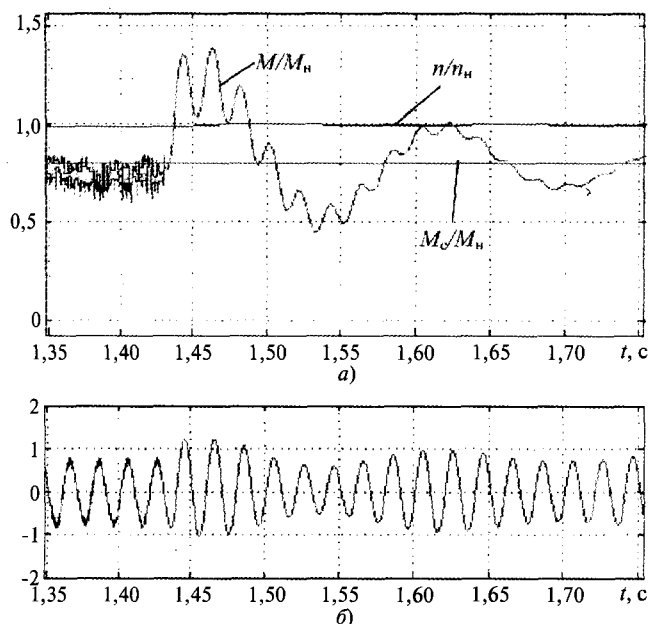


Рис. 4. Процесс подключения двигателя 4А3МВ-1600/6000 к сети: а — момента и скорости; б — тока фазы А

Следует отметить, что эффективность применения преобразователя частоты с высоковольтными транзисторами обеспечивается их меньшими габаритными размерами по сравнению с многоуровневыми преобразователями частоты на низковольтных транзисторах благодаря уменьшению количества выпрямительно-инверторных ячеек и снижению общих потерь в транзисторах преобразователя частоты (ориентировочно на 20%), а также облегчённой системой охлаждения и возможностью использования согласующего трансформатора меньшей мощности, а значит, и меньшей стоимости при его применении в качестве пусковых устройств. При этом наиболее эффективно применение описанных преобразователей частоты для решения следующих задач пуска:

— асинхронных двигателей на объектах со слабыми сетями или при питании от автономных источников питания, где требуется ограничение пускового тока на уровне не выше 150% его номинального значения;

— синхронных двигателей механизмов с тяжёлыми пусковыми режимами — шаровых мельниц, поршневых компрессоров и т. п.

Список литературы

1. Шепелин В.Ф., Донской Н.В., Федоров Б.С. Пусковые режимы синхронных двигателей с тяжелыми условиями пуска // Электротехника. 2006. № 2.
2. Калашников Б.Е. Проблема «длинного кабеля» в электроприводах с IGBT-инверторами // Электротехника. 2002. № 12.
3. Электроприводы транзисторные асинхронные бездвигательные серии ЭПА1-02: Отраслевой каталог 08.41.02-94. М.: Информэлектро, 1994.
4. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 2001.

Шепелин Виталий Фёдорович — заместитель руководителя департамента силовой электроники ОАО «ВНИИР», канд. техн. наук. Окончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института в 1960 г. Защитил диссертацию по теме «Исследование двухзонного асинхронно-вентильного каскада с преобразователем частоты со звеном постоянного тока и естественной коммутацией тиристоров» в 1971 г.

Донской Николай Васильевич — главный научный сотрудник ОАО «ВНИИР», доцент кафедры электропривода электротехнического факультета ЧувГУ, канд. техн. наук. Окончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института в 1960 г. Защитил диссертацию по теме «Исследование влияния не полной управляемости вентилей на устойчивость замкнутых систем автоматического регулирования с управляемыми вентилями» в 1975 г.

Матисон Владимир Арнольдович — заместитель генерального директора ОАО «ВНИИР» по науке — руководитель департамента силовой электроники, канд. техн. наук. Окончил факультет электрификации промышленности ЧувГУ в 1982 г. Защитил диссертацию по теме «Динамические процессы в транзисторных электроприводах с релейными регуляторами тока» в 1991 г.

Селивестров Николай Валерьевич — инженер-программист 2-й категории ОАО «ВНИИР». Окончил физический факультет ЧувГУ в 2003 г.

Визгина Елена Игоревна — научный сотрудник департамента силовой электроники ОАО «ВНИИР». Окончила магистратуру ЧувГУ по специальности «Электротехнические комплексы и системы» в 2007 г.

Особенности управления вентильно-индукторными двигателями

ШАБАЕВ В.А.

Приведены результаты анализа способов управления вентильно-индукторными двигателями. Показано, что вентильно-индукторные двигатели являются двигателями с переменными, заранее не известными параметрами. Управление этими двигателями с помощью микропроцессорных систем и цифровых датчиков приводит к временным задержкам, в результате чего возникают тормозные моменты, уменьшающие энергетические показатели двигателей и ограничивающие момент на высоких частотах вращения. Намечены пути и способы решения проблемы.

Ключевые слова: вентильно-индукторные двигатели, передаточная функция, частотно-токовое управление.

Обобщённая модель электрической машины описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений. Число неизвестных, входящих в уравнения, всегда на одно или на два больше числа уравнений. Это означает, что каждому закону изменения частоты вращения соответствует бесчисленное множество законов изменения напряжения (вектора напряжения) [1]. Электрические машины работают в составе реальных мехатронных систем, момент нагрузки которых в общем случае неизвестен и непредсказуем заранее. Измерение момента нагрузки специальными датчиками усложняет систему регулирования и является экономически нецелесообразным. Кроме того, в реальных условиях переменными величинами в зависимости от температуры являются: омическое сопротивление нагрузки, магнитные свойства электротехнических сталей [2] и постоянных магнитов, применяемых в некоторых типах электродвигателей. Магнитные свойства электротехнических сталей и постоянных магнитов имеют технологический разброс от партии к партии и изменяются в зависимости от времени (коэффициент старения) [2]. Кроме того в некоторых мехатронных системах, например в электромобилях и лифтах, переменным является и приведённый момент инерции. Таким образом, проблема управления мехатронными системами, содержащими в

The analysis results of management types of switch-induction motors are present. It is also shown that switch-induction motors are motors with variable, not known beforehand parameters. Operation of that motors with the help of microprocessor-based systems and digital detecting device generates time delay, because of that appears braking torque, reducing energy factors of motors and limiting moment on high number of revolutions. The ways of the problem solution are shown.

Key words: switch-induction motors, transfer function, frequency-current operation.

качестве компонентов электрические двигатели любых типов, сводится к управлению объектами с неизвестными и заранее не предсказуемыми параметрами.

На рис. 1. показаны механические характеристики различных электрических двигателей.

В ДПТ с независимым возбуждением управляющим воздействием является напряжение, а возмущающим — момент нагрузки. Линейная модель ДПТ описывается одним дифференциальным уравнением с двумя переменными, поэтому для увеличения статической и динамической точности регулирования частоты вращения вала или углового положения вала применяются системы регулирования с обратными связями. В прецизионных системах регулирования, требующих сверхшироких диа-

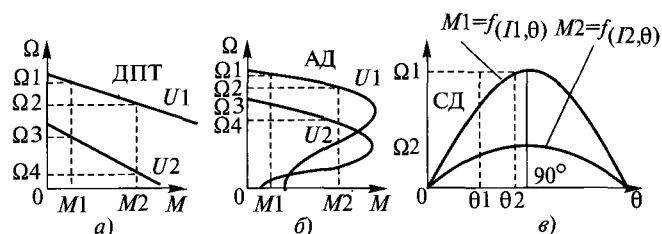


Рис. 1. Нагрузочные характеристики двигателя постоянного тока (ДПТ) с независимым возбуждением (а), асинхронного двигателя (АД) (б) и синхронного двигателя (СД) (в): M — крутящий момент на валу двигателя; Ω — частота вращения; θ — угловое положение ротора; U — напряжение (амплитуда вектора напряжения); I — амплитуда вектора тока

пазонов изменения скорости или больших точностей регулирования положения, применение замкнутых систем регулирования часто оказывается недостаточным. В этом случае необходимо применение наряду с обратными связями параметрической адаптации [3].

В АД управляющими воздействиями являются амплитуда вектора напряжения и частота, а возмущающим — момент нагрузки. Поэтому число неизвестных, входящих в уравнения на два больше числа уравнений, и число решений этих уравнений становится бесконечно большим. С точки зрения энергосбережения, оптимальным законом в этом случае является закон, обеспечивающий необходимый момент при минимальной амплитуде вектора тока. При использовании линейной модели АД должен работать с постоянной частотой тока в роторе или фиксированном сдвиге фаз между током и напряжением статора, равном примерно $\cos\varphi \approx 0,747$. В реальных условиях режим энергосбережения возможен только за счёт применения экстремальных систем, осуществляющих постоянный поиск минимума вектора тока при изменении момента нагрузки и параметров АД.

В СД управляющими воздействиями являются амплитуда вектора напряжения и частота, а возмущающим — момент нагрузки. Однако крутящий момент на валу СД является функцией амплитуды вектора тока и угла сдвига между угловым положением ротора и угловым положением вектора тока. Режим энергосбережения, при котором амплитуда вектора тока минимальна, возможен только за счёт фиксированного угла сдвига, равного 90° . Наиболее просто этот режим может быть осуществлён за счёт применения датчика положения на валу СД и частотно-токового управления [1]. При этом форма напряжения, за счёт скользящего режима регулирования тока, не зависит от формы тока и параметров СД (при работе в первой и третьей зоне регулирования). Отношение крутящего момента на валу к амплитуде вектора тока максимально.

Вентиляно-индукторный двигатель (ВИД) по своей сути является синхронным двигателем. Однако ему присущи некоторые отличия:

1. Частота вращения ротора меньше частоты 1-й гармоники токов фаз $\Omega_p = \frac{\Omega_i}{Z_p}$, где Ω_p — частота вращения ротора, Ω_i — частота 1-й гармоники токов фаз, Z_p — число полюсов ротора.

2. Текущее значение момента при протекании тока по одной фазе пропорционально квадрату тока $M = \frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\theta}$, где i — текущее значение тока фазы, θ — угловое положение ротора, L — индуктивность фазы, поэтому знак момента определяется только знаком $\frac{dL}{d\theta}$ и не зависит от направления протекания тока.

3. Приложенное к фазе напряжение $U = iR + i \frac{dL}{d\theta} + L \frac{di}{d\theta}$ уравнивается падением напряжения на омическом сопротивлении iR , трансформаторной ЭДС $L \frac{di}{d\theta}$ и ЭДС вращения $i \frac{dL}{d\theta}$ [4], поэтому форма тока не соответствует форме напряжения (в отличие от электрических двигателей других типов).

Оптимизировать форму тока можно, исходя из минимального числа высших гармоник [5], это позволяет уменьшить суммарную установочную мощность силовых полупроводниковых приборов инвертора. Для реализации заданной формы токов в зависимости от углового положения ротора необходимо применение релейного регулирования тока с помощью способа «токовый коридор» [1] и периодических датчиков тока с высокой разрешающей способностью. Возможно применение и однооборотных датчиков, однако число дискретных положений таких датчиков должно быть кратно произведению числа фаз на число полюсов ротора $n_d = kn_\phi Z_p$, где n_d — число измеряемых дискретных положений датчика, $k=1,2,3,4,5$ — коэффициент кратности, n_ϕ — число фаз. Наиболее распространёнными однооборотными дискретными датчиками положения являются датчики, работающие в двоичном коде. Однако число дискретных положений, кратное двум, не согласуется с числом дискретных положений, необходимым для управления конкретным ВИД. Например, десятиразрядный однооборотный датчик 8.5873.5624. GA21 фирмы «KUBLER» измеряет 1024 положения на один оборот. Для шестифазного ВИД число дискретных положений датчика, наиболее близкое к 1024, при $n_\phi=6$, $Z_p=10$, $k=17$ будет $n_d = kn_\phi Z_p = 17 \cdot 6 \cdot 10 = 1020$, что на 4 меньше, чем десятиразрядное двоичное число. Эти 4 «лишних» дискреты приводят к ошибке при формировании сигнала задания тока $360/1024 = 0,3515625^\circ$ (механических) или $3,515625^\circ$ (электрических). Однооборотный

датчик EP58HB8-720-3F-N-24 фирмы «Autonics» измеряет 720 дискретных положения на одном обороте. Число $720 = 5 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2$, т.е. это число кратно пяти, трём и двум. В таблице приведено число дискретных положений датчика EP58HB8-720-3F-N-24 на один период изменения индуктивности фазы для различных ВИД.

Число фаз ВИД	Z_c	Z_p	Число дискретных положений на один период изменения индуктивности фазы
3	6	4	180
3	6	8	90
4	8	6	120
4	8	10	72
5	10	8	90
5	10	12	60
6	12	10	72
6	12	14	Дробное число
2	4	2	360
2	4	6	120

Из таблицы видно, что этот датчик может применяться со всеми наиболее распространёнными типами ВИД. Исключение составляет шестифазный ВИД с двенадцатиполусным статором и четырнадцатиполусным ротором.

Ввиду ограниченного числа входов микропроцессоров, которые используются в настоящее время в системах управления ВИД, передача информации от датчика к микропроцессору происходит при помощи последовательного интерфейса связи. Для преобразования параллельного кода на выходе датчика в последовательный код и передачи информации по линии связи необходимо время, определяемое частотой тактирования датчика. Тактовая частота датчика 8.5873.5624. GA21 для SSI до 2 МГц, а частота обновления информации регламентируется только до 100 кГц, т.е. задержка при обновлении информации составляет $1 \cdot 10^{-5}$ с.

Микропроцессорная система управления также имеет определённую задержку при обновлении информации, которая определяется тактовой частотой микропроцессора числом и приоритетом задач решаемых при управлении.

В ДПТ коллекторный узел по сути является датчиком положения якоря, переключающим направление тока в обмотках якоря, поэтому

переключение происходит без временных задержек. Быстродействие современных микропроцессорных систем управления значительно больше, чем быстродействие ДПТ, временные задержки микропроцессорных систем регулирования ДПТ не оказывают влияния на качество регулирования.

АД, использующиеся при регулировании скорости или момента не нуждаются в датчиках положения вала. При реализации различных законов регулирования совместно с АД используются датчики на валу, регистрирующие частоту и направление вращения, т.е. эти датчики по сути являются двухразрядными. В этом случае не возникает необходимости в последовательном интерфейсе связи и задержки, присущие этому интерфейсу, отсутствуют. Задержки, присущие микропроцессорным системам управления, приводят к изменению только в переходных режимах. В установившихся режимах эти задержки не оказывают влияния на параметры регуляторов АД.

В СД наличие задержек датчика положения и микропроцессорного управления приводит к угловому сдвигу между положением ротора и вектором тока, в результате чего изменяются $\cos \varphi$ и $\cos \phi$. Это уменьшает момент СД при неизменной амплитуде вектора тока. Следует отметить, что максимальный момент СД развивается при сдвиге между положением ротора и вектором тока равным 90° , а зависимость момента от тока — синусоидальная. В этом случае дополнительный сдвиг при высоком быстродействии микропроцессорной системы влияет на уменьшение момента незначительно.

В ВИД, как было показано, форма тока не соответствует форме напряжения, поэтому наиболее целесообразным способом управления моментом ВИД является токовое управление. В этом случае напряжение фаз получается автоматически, а средние текущие значения

тока равны заданным. Момент $M = \frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\theta}$. Так

как изменение индуктивности фаз в процессе вращения — периодическое, то производная индуктивности фазы по углу поворота ротора периодически меняет свой знак. В двигательном режиме наличие тока в фазе при $\frac{dL}{d\theta} > 0$

приводит к наличию крутящего момента, при $\frac{dL}{d\theta} < 0$ момент становится тормозящим. На рис. 2,а показаны диаграммы тока, квадрата

тока, индуктивности, производной индуктивности по углу поворота ротора и момент одной фазы ВИД. Эти диаграммы свидетельствуют, что тормозящий момент отсутствует.

Если обновление информации происходит за время Δt , то это приводит к тому, что изначально установленный угол сдвига датчика относительно положения ротора увеличивается пропорционально частоте вращения $\Delta\theta = \Delta t \Omega$ (рис. 2, б).

Этот сдвиг приводит к тому, что наряду с двигательным моментом возникает и тормозной момент (рис. 2, в). Наличие тормозного момента наряду с двигательным резко ухудшает энергетические характеристики ВИД.

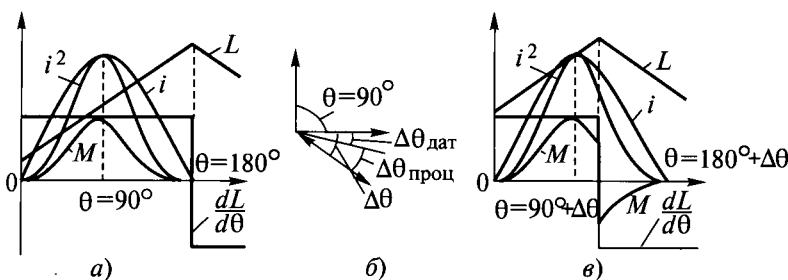


Рис. 2. Зависимости M , i^2 , L от θ

Для компенсации сдвига угла необходимо применение устройства, позволяющего компенсировать этот сдвиг за счёт упреждения при формировании заданных токов фаз ВИД. Блок-схема такого устройства показана на рис. 3.

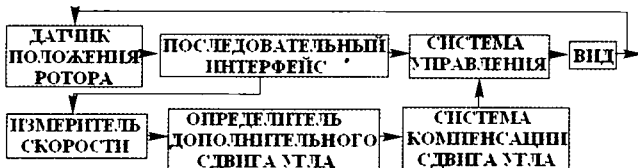


Рис. 3. Блок-схема компенсирующего устройства

Измерение скорости, при помощи цифрового дифференцирования может быть осуществлено тремя способами:

1. Измерением периода изменения информации на выходе датчика положения.
2. Измерением частоты изменения информации на выходе датчика положения.
3. Применением схемы рис. 4.

На рис. 4: V_x — вход блока измерения скорости; O1, O2 — мультивибраторы; K1, K2 — электронные ключи; C1, C2 — конденсаторы; R — резистор; $V_{вых}$ — выход. Устройство может быть реализовано в цифро-аналоговом и процессорном вариантах.

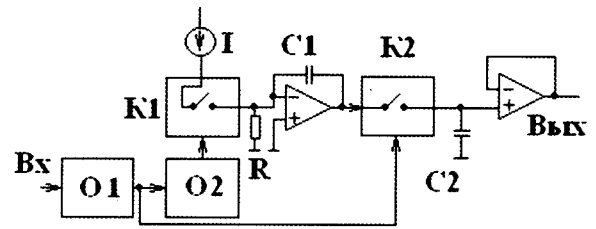


Рис. 4. Схема измерения скорости

Из рис. 5 видно, что частота обновления информации о скорости происходит с каждым импульсом изменения положения, а задержка обновления информации обратно пропорциональна скорости. Такой алгоритм измерения скорости позволяет сделать задержку измерения скорости минимально возможной.

Использование токового способа управления ВИД позволяет формировать ток, средняя ошибка которого равна нулю, если напряжение фаз не превышает напряжение питания. Однако даже в этом случае преобразование аналогового сигнала датчиков тока в код, сравнение сигнала задания тока с сигналом обратной связи и формирование сигналов управления силовыми транзисторами инвертора вызывает временную задержку. В результате экспериментальных исследований шестифазного ВИД установлено, что в случае замыкания контуров тока через процессор изменение ширины «токового коридора» от 2 до 20 А практически не изменяет переменную составляющую тока, возникающую в результате наличия скользящего режима. Поэтому для уменьшения временных задержек процессора и для стабилизации ширины «токового коридора» целесообразна реализация контуров тока системы управления ВИД в цифроаналоговом виде.

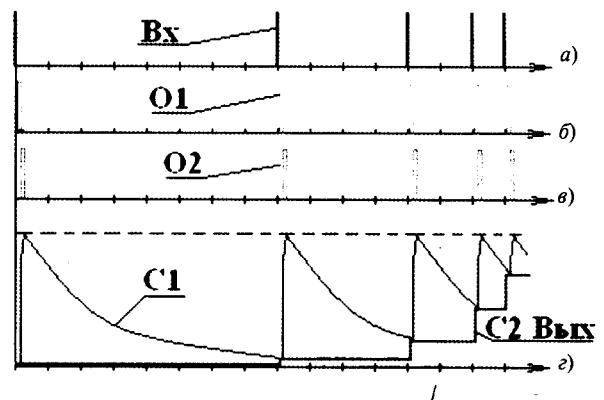
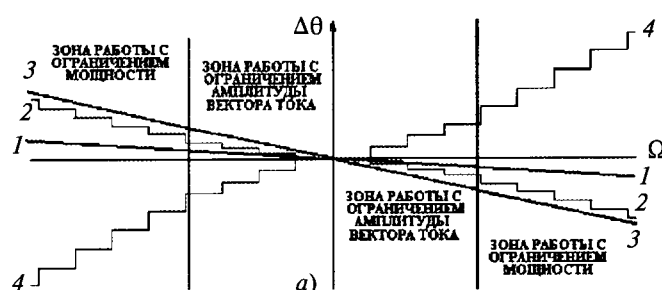


Рис. 5. Диаграммы работы блока измерения скорости

В зоне работы привода ВИД с ограничением амплитуды вектора тока угол упреждения заданного вектора тока должен компенсировать суммарный угол отставания, возникающий из-за временных задержек. В зоне работы привода ВИД с ограничением мощности угол упреждения заданного вектора тока должен компенсировать суммарный угол отставания, возникающий из-за временных задержек и создавать дополнительный упреждающий сдвиг, за счёт которого происходит уменьшение противоЭДС обмоток.

ДВИГАТЕЛЬНЫЙ РЕЖИМ



ГЕНЕРАТОРНЫЙ РЕЖИМ

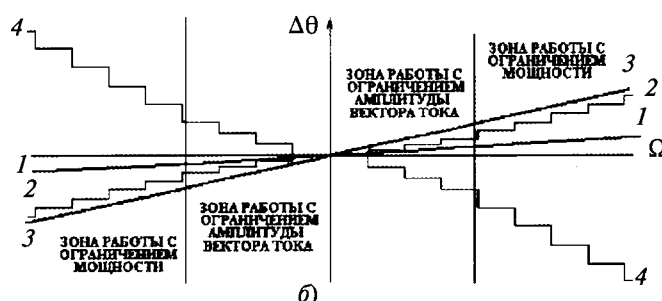


Рис. 6. Алгоритм работы электропривода ВИД

Алгоритм работы электропривода ВИД в двигательном режиме показан на рис. 6,а, а на рис. 6,б – в генераторном режиме, при вращении в обе стороны. На рис. 6 1–3 – сдвиг углов в зависимости от скорости, возникающий за счёт временных задержек: 1 – контура тока; 2 – процессорной системы управления; 3 – датчика положения ротора с последователь-

ным интерфейсом связи; 4 – сдвиг углов в зависимости от скорости, компенсирующий временные задержки в зоне работы с ограничением амплитуды вектора тока и уменьшающий противоЭДС в зоне работы с ограничением мощности.

Выводы

1. Наличие временных задержек, возникающих в элементах цифровых микропроцессорных систем управления ВИД, вызывает наряду с двигательным и тормозной момент, что резко ухудшает энергетические характеристики ВИД.

2. Для ликвидации тормозного момента необходима компенсация временных задержек системы управления в зоне работы с ограничением амплитуды вектора тока.

3. В зоне работы с ограничением мощности необходим дополнительный сдвиг угла вектора тока для уменьшения противоЭДС.

Список литературы

1. Бродовский В.Н. Иванов Е.С. Приводы с частотно-токовым управлением. М.: Энергия, 1974.
2. Холодокатанные электротехнические стали: Справочник / Под ред. Б.В. Молотилова. М.: Металлургия, 1889.
3. А.с. 1409041 СССР. Устройство для регулирования скорости // В.А. Шабаев, В.Е. Алякринский.
4. Шабаев В.А. Анализ критериев технико – экономического оптимума применения вентиляно-индукторных двигателей // Электротехника. 2008. № 4.
5. Шабаев В.А. Анализ источников шума вентиляно-индукторного двигателя // Электротехника. 2005. № 5. С. 62–64.

Шабаев Владимир Алексеевич – ведущий специалист ОАО «НИПТИЭМ», старший научный сотрудник, канд. техн. наук. Окончил Владимирский политехнический институт в 1971 г. по специальности «Автоматика и телемеханика». Защитил диссертацию по теме «Разработка и реализация методов адаптации в следящем транзисторном приводе подачи станков с числовым программным управлением и в обрабатывающих центрах» в Московском станкоинструментальном институте в 1983 г.

Новая серия отечественных вентильных электродвигателей для универсальных технологических роботов

ВОЛОКИТИНА Е.В., ДАНИЛОВ Н.А., НЕСТЕРИН В.А., ОПАЛЕВ Ю.Г.

Описаны вентильные электродвигатели серии ДБМ, разработанные в ОАО «Электропривод» (г. Киров) и предназначенные для работы в электроприводах с высокими динамическими характеристиками и точностью позиционирования.

Ключевые слова: универсальный технологический робот, прецизионный электропривод, вентильный электродвигатель постоянного тока, магнитоэлектрический тормоз.

Электропривод — неотъемлемая часть многих агрегатов и комплексов, используемых в различных отраслях науки и техники. Научно-технический прогресс, автоматизация и комплексная механизация технологических и производственных процессов определяют постоянное совершенствование и развитие электропривода. Электропривод с вентильным электродвигателем является сейчас одним из самых перспективных. Это объясняется его высокой перегрузочной способностью, большой гибкостью и многофункциональностью, программируемостью, возможностью построения высококачественных систем управления, хорошими регулировочными свойствами, разнообразием конструкций и схем, бесконтактностью, возможностью работы в тяжёлых условиях эксплуатации, большим сроком службы и высокой надёжностью.

Высокомоментные вентильные электродвигатели с возбуждением от редкоземельных постоянных магнитов, предназначенные для таких ответственных прецизионных электроприводов, как приводы подачи в станках с ЧПУ и технологических роботах, по праву считаются новейшими достижениями мирового электромашиностроения. На протяжении последних 20 лет эти двигатели выпускаются всеми передовыми западными фирмами. Их параметры совершенствуются по мере появления новых высокоэнергетических постоянных магнитов. Среди лучших зарубежных вентильных электродви-

In JSC «Electroprivod» (Kirov) developed brushless DC motors (BDCM) of series ДБМ intended to operate as a part of electric drives with high dynamic behavior and positioning accuracy are considered.

Key words: universal technological robot, precision drive, brushless DC motor, magnetoelectric brake.

гателей этого типа следует отметить серии 1FT5, 1FT6, 1FT7 (фирма «Siemens») и др.

ОАО «Электропривод» (г. Киров) в качестве соисполнителя проводит работы в рамках Государственного контракта № 7410.0810000.05.B08 «Разработка и освоение производства гаммы отечественных универсальных технологических роботов для массовых автоматизированных производств гражданской и машиностроительной продукции».

По техническому заданию ПТОО ОАО «АвтоВАЗ» в ОАО «Электропривод» разработаны вентильные двигатели серии ДБМ, предназначенные для электроприводов с высокими динамическими характеристиками, точностью позиционирования, удовлетворяющие требованиям исполнительных механизмов универсальных технологических роботов и другого прецизионного металлообрабатывающего оборудования.

ОАО «Электропривод» рассматривает выполняемую ОКР актуальной с точки зрения импортозамещения оборудования гражданских отраслей промышленности и ставит целью промышленное освоение серии отечественных вентильных двигателей, не уступающих по своим техническим характеристикам зарубежным аналогам, но имеющих более низкую цену.

Вентильные двигатели в составе электропривода промышленного робота должны удовлетворять специфичному комплексу требований: высокая плавность и точность хода, ми-

нимальные масса и габариты, высокие динамические показатели и удельный момент, устойчивость к перегрузкам, низкое энергопотребление, простота конструкции и минимальная стоимость.

Эта специфика определяется распространённым в настоящее время модульным принципом построения роботов из ограниченного числа относительно независимых унифицированных устройств — модулей и необходимостью размещения двигателей непосредственно в сочленениях конструктивной схемы робота (рис. 1). Наиболее жёсткие требования предъявляются к быстродействию, перегрузочной способности электродвигателя, массогабаритным показателям, экономичности, надёжности и ресурсу.

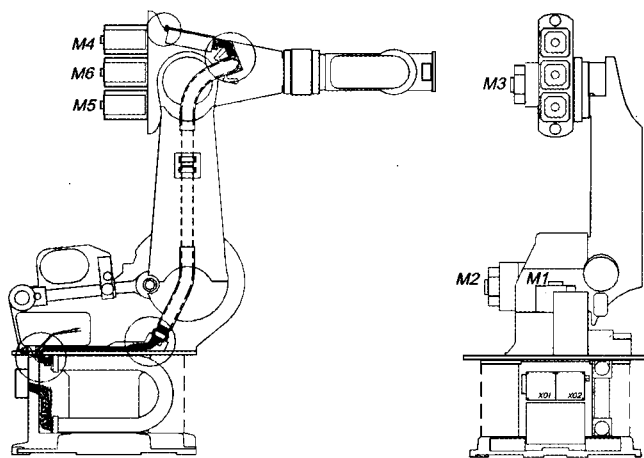


Рис. 1. Схема расположения электродвигателей M1–M6 в технологическом роботе

Двигатели серии ДБМ представляют собой трёхфазную синхронную машину с постоянными магнитами, встроенным датчиком положения ротора и безынерционным магнито-электрическим тормозом (МЭТ). В качестве датчика положения ротора используется синусно-косинусный трансформатор — резольвер фирмы «Tyco electronics».

Пакеты статора собираются из листов электротехнической стали. В пазы статора закладывается двухслойная обмотка. При изготовлении статоров применяются электроизоляционные материалы класса нагревостойкости F по ГОСТ 8865-93. В лобовых частях обмотки заложены датчики температурной защиты. Геометрия воздушного зазора рассчитана таким образом, чтобы иметь минимальные пульсации реактивного момента. Статор запрессован в корпус, изготовленный из алюминиевого сплава. Силовые и сигнальные цепи разделены

и выведены на специальные угловые поворотные соединители фирмы «HYPERTAC INTERCONNECTRON», Германия.

Ротор представляет собой многополюсную сборную магнитную систему, состоящую из постоянных магнитов типа Nd-Fe-B, установленных на клею на магнитопроводящее ярмо. После установки в ротор магниты защищаются бандажом из стеклоленты. Ротор двигателя устанавливается на вал, на одном конце которого располагается ротор резольвера, на другом конце выполнены эвольвентные шлицы. На валу также установлен якорь МЭТ. На переднем щите имеется зажим для заземления электродвигателя на объекте.

МЭТ предназначен для аварийной остановки двигателя и механической фиксации положения ротора обесточенного двигателя в случае исчезновения питающего напряжения, но не для остановки вращающегося двигателя в процессе работы.

МЭТ, примененные в электродвигателях серии ДБМ, были разработаны в ОАО «ЧЭАЗ» (г. Чебоксары) для вентильных двигателей постоянного тока серии 5ДВМ. Степень защиты электродвигателей IP64 по ГОСТ 14254-96. Со стороны выходного конца вала степень защиты обеспечивается при установке электродвигателя на объекте. Номинальные режимы работы электродвигателей S3–S8 по ГОСТ 183-74. Двигатели допускают работу при любом положении в пространстве и выдерживают перегрузку по моменту до $5M_{до}$, по току до $5I_{до}$.

Основные показатели электродвигателей серии ДБМ приведены в таблице.

Показатель	ДБМ72-1,1-6	ДБМ115-3,2-3	ДБМ142-11-3	ДБМ142-18-3	ДБМ192-18-3	ДБМ192-27-3	ДБМ192-36-3
Длительный момент на валу $M_{до}$, Н·м, не менее	1,1	3,2	11	18	18	27	36
Частота вращения при $M_{до}$, об/мин, не менее	6000	3000	3000	3000	3000	3000	3000
Потребляемый ток $I_{до}$ при $M_{до}$, А	2,0	2,9	9,4	15,3	15,5	23,3	30,9
Момент инерции ротора, кг·см ²	0,71	5,48	33,08	46,78	104,24	141,60	176,44

Габаритные размеры $D \times L$, мм	72×175	115× ×187	142× ×226	142× ×264	192× ×235	192× ×265	192× ×295
Масса электродвигате- ля с МЭТ, кг	3	7	14,2	17,7	24	30	40

В настоящее время вентильные двигатели типов ДБМ72-1,1-6, ДБМ115-3,2-3, ДБМ142-11-3 и ДБМ142-18-3 уже изготовлены. Внешний вид электродвигателей показан на рис. 2.

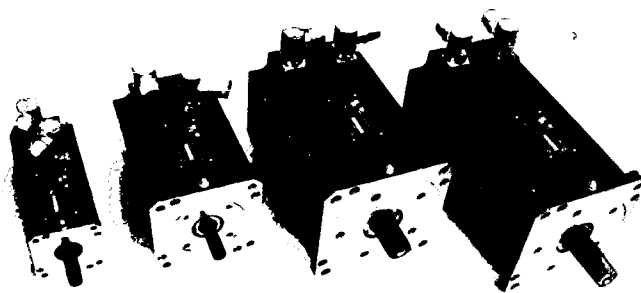


Рис. 2. Вентильные двигатели ДБМ72-1,1-6, ДБМ115-3,2-3, ДБМ142-11-3 и ДБМ142-18-3

Нагрузочная диаграмма двигателей в составе технологического робота показана на рис. 3.

n , о. е.

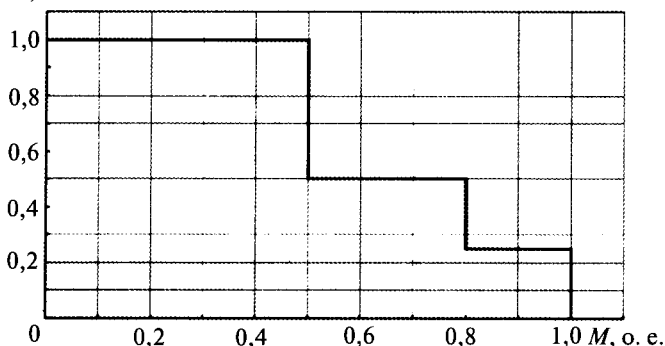


Рис. 3. Нагрузочная диаграмма электродвигателей серии ДБМ

Опытные образцы двигателей серии ДБМ для проверки были установлены в робот TUR 15, разработанный специалистами ПТОО ОАО «АвтоВАЗ» взамен зарубежных образцов вентильных двигателей (рис. 4). Отечественные вентильные двигатели позволили выполнить программу испытаний робота в полном объеме и обеспечили плавную, устойчивую, бесшумную работу робота TUR 15.

Роботы TUR относятся к универсальному промышленному оборудованию, которое можно применять при различных технологических операциях: сварке, нанесении клеев и герметиков, транспортировании грузов, лазерной и

плазменной резке. Отличительная особенность новых машин — система управления отечественной разработки с математическим обеспечением, доступным для развития различных технологических функций и инструментальных баз.

В настоящее время в ОАО «Электропривод» завершаются исследовательские испытания



Рис. 4. Двигатели серии ДБМ в составе технологического робота TUR 15

опытных образцов изготовленных двигателей (машины типов ДБМ192-18-3, ДБМ192-27-3 и ДБМ192-36-3 находятся в процессе изготовления) и проводится подготовка серийного производства двигателей ДБМ.

ОАО «Электропривод» считает целесообразным продолжать разработки в области импортозамещения в следующих направлениях:

- комплектование отечественными вентильными электродвигателями нового и модернизируемого механообрабатывающего оборудования с числовым программным управлением;

- разработка универсального ряда отечественных сервоусилителей трёх-четырёх типов и мощностей для управления технологическими роботами и современным механообрабатывающим оборудованием.

По второму направлению ОАО «Электропривод» за счёт собственных средств выполняет научно-исследовательскую работу «Разработка преобразователя с векторным управлением для широкодиапазонного вентильного электропривода различных производственных механизмов: промышленных роботов, регулируемого привода механизмов и технологических процессов».

Волокитина Елена Владимировна – ведущий конструктор-руководитель проекта ОАО «Электропривод» (г. Киров), доцент кафедры «Электрические машины и аппараты» Вятского ГУ, канд. техн. наук. Окончила Кировский политехнический институт по специальности «Электромеханика» в 1981 г. Защитила диссертацию по теме «Исследование и разработка

быстродействующего вентильного электропривода органов управления новых самолетов» в 2006 г.

Данилов Николай Александрович – инженер-конструктор 1-й категории ОАО «Электропривод» (г. Киров). Окончил Кировский политехнический институт по специальности «Электромеханика» в 1992 г.

Нестерин Валерий Алексеевич – профессор кафедры электромеханической технологии электротехнических производств Чувашского ГУ им. И.Н. Ульянова, доктор техн. наук. Окончил МЭИ по специальности «Электрические машины» в 1964 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1970 г., докторскую – в 1995 г.

Опалев Юрий Геннадьевич – инженер-конструктор 2-й категории ОАО «Электропривод» (г. Киров), аспирант Чувашского ГУ им. И.Н. Ульянова. Окончил Вятский ГУ по специальности «Электромеханика» в 2003 г.

Исследование тепловых параметров резисторов самосинхронизации, входящих в системы возбуждения турбо- и гидрогенераторов

СИМОНОВ Б.Ф., КАДЫШЕВ А.И., ПОГАРСКИЙ Ю.В., КУЩ А.В.

Исследованы температурные параметры резисторов самосинхронизации, входящие в системы возбуждения турбо- и гидрогенераторов.

Ключевые слова: резистор, тепловые процессы, системы возбуждения.

Investigation of temperature parameters of self-synchronization of resistors included in the excitation system, turbo and hydro generators.

Key words: the resistor, thermal processes, excitation systems.

Системы возбуждения турбо- и гидрогенераторов предназначены для питания обмотки возбуждения синхронных машин, управления их рабочими процессами и защитой в аварийных ситуациях [1]. Одним из технологических режимов работы системы возбуждения генераторов является режим самосинхронизации. При этом режиме обмотка возбуждения синхронной машины замыкается контактором на резистор самосинхронизации. На резистор самосинхронизации обмотка возбуждения замыкается и при аварийных режимах, и при срабатывании тиристорного разрядника, защищающего цепь возбуждения от перенапряжений, а также при асинхронном ходе генератора (по ПТЭ для генераторов ТВМ-500 до 60 мин), когда он может находиться в сети без питания обмотки возбуждения. При этом обмотка возбуждения синхронной машины замыкается резистором самосинхронизации напрямую или через тиристорный разрядник.

Эти режимы обеспечиваются включением обмотки возбуждения синхронного генератора (ОВСГ) по схеме, представленной на рис. 1, которая является фрагментарной частью системы возбуждения, вводимой в действие на период обеспечения таких режимов. Источником питания обмотки возбуждения может быть либо тиристорный преобразователь системы возбуждения, либо якорная обмотка электромашинного возбудителя.

Основным элементом в представленной схеме является резистор самосинхронизации R_{cc} . При режиме самосинхронизации контакты K_{cc} замкнуты, и резистор полностью шунтирует обмотку возбуждения. При срабатывании тиристорного разрядника FV обмотка возбуждения генератора замыкается на резистор R_{cc} через разрядник, при этом ограничивается ток в цепи FV , R_{cc} ОВСГ [2]. Исследованию температурных параметров резистора самосинхронизации посвящена настоящая статья.

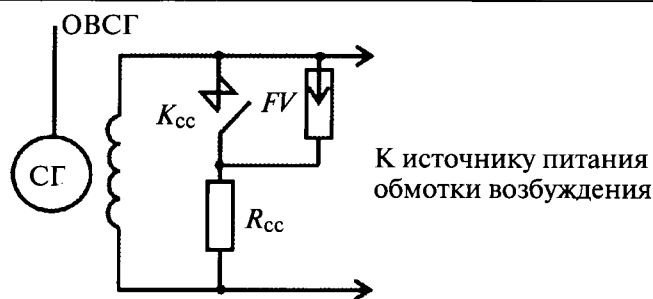


Рис. 1. Схема установки резистора самосинхронизации в цепи синхронного генератора: СГ – синхронный генератор; ОВСГ – обмотка возбуждения; K_{cc} – контактор самосинхронизации; FV – тиристорный разрядник

Для работы в рассматриваемых режимах с синхронными генераторами мощностью от 63 до 160 мВт в зависимости от их параметров резисторы самосинхронизации должны иметь сопротивления от 1,6 до 2,5 Ом и быть рассчитаны на токи от 125 до 170 А. Это значит, что их мощность рассеяния должна быть в диапазоне 25–50 кВт.

Конструкция резистора представлена на рис. 2. Несущим элементом резистора является пространственная рама 1 с опорными башмаками 2. Во внутреннем объёме рамы вертикально установлены два ряда плоских катушек 3 сопротивления, последовательно соединённых между собой перемычками 4 согласно схеме соединений рис. 2, в. Цепи каждого ряда катушек, соединённые между собой проводниками 5, выведены проводниками 6 на присоединительные клеммы 7 диэлектрической панели 8 передней торцевой крышки 9 резистора. Передняя 9 и задняя 10 торцевые крышки выполнены глухими. Верхняя 11 и боковые 12 крышки резистора снабжены перфорированными отверстиями.

Устройство единичной катушки сопротивления резистора показано на рис. 3. Несущим элементом конструкции катушки является плоская стальная рама с вертикальными боковыми стойками 1. На стойки 1 через изолирующие прокладки 2 насажены керамические изоляторы 3 типа «наездник». В канавки изоляторов 3 уложены провода однослойной обмотки 4, обмоточным проводом служит мягкая константовая проволока. Проволоки концевых витков катушки припаиваются к латунным выводам 5 медно-фосфорным припоем ПМФОЦр (ТУ 48-21-663-89). При этом две проволоки каждого концевой витка припаиваются к выводам 5 дважды, так как огибают изоляторы смежной вертикальной стойки, обеспечивая фиксацию обмотки 4 на изолято-

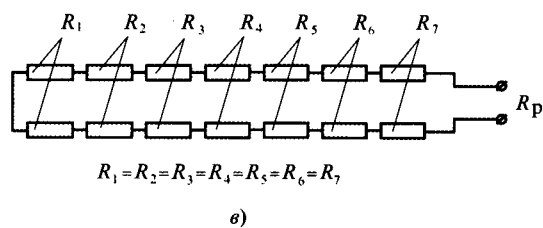
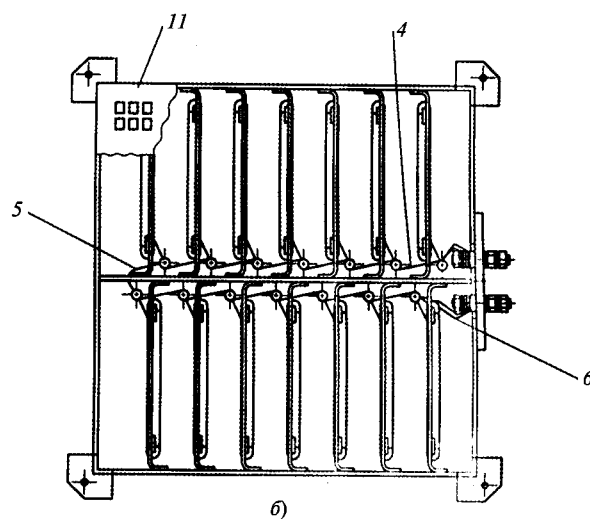
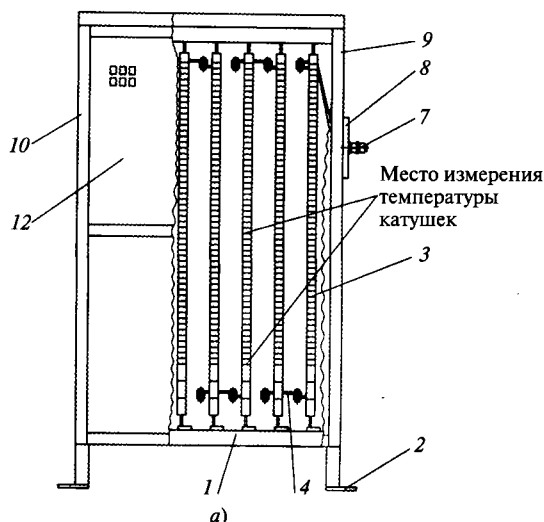


Рис. 2. Конструкция резистора: а – вид сбоку; б – вид сверху; в – схема соединения катушек резистора

рах 2. Допустимая температура проводов определяется маркой материала, из которого они изготовлены.

В рассматриваемой конструкции резистора рассеиваемая мощность на каждой катушке должна отводиться с помощью естественной конвекции воздушного потока. Для выполнения тепловых расчётов данной конструктивной схемы необходимо знать коэффициент теплоотдачи α при естественной воздушной конвекции. Значения $\alpha = 8 \div 10$ Вт/(с·м²) [3], рекомендованные для расчёта тепловых процессов электрических машин, оказываются завышен-

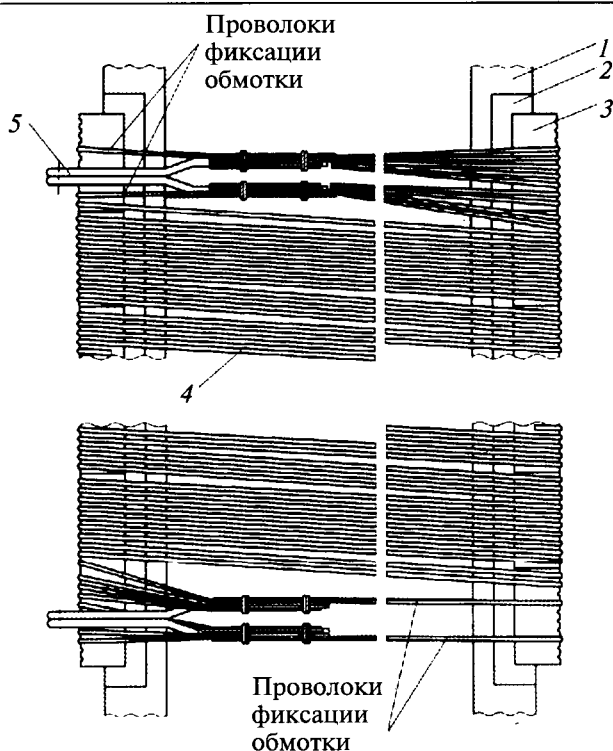


Рис. 3. Конструкция катушки

ными для резисторов приведённой конструкции. Это обуславливает перегрев провода и корпуса аппарата. Поэтому возникает необходимость определения коэффициента теплоотдачи для данной конструктивной схемы резистора.

Тепловая мощность, выделяемая на одной катушке резистора,

$$P = I^2 R_k, \quad (1)$$

где I — действующее значение тока через резистор; R_k — сопротивление катушки.

Сопротивление катушки

$$R_k = \frac{\rho_0(1 + \alpha T_{cp})}{n} \frac{l_{пр}}{S_{пр}}, \quad (2)$$

где ρ_0 — удельное сопротивление проволоки при температуре 18 °С; α — температурный коэффициент сопротивления; T_{cp} — средняя температура проволок катушки, считаем, что она соответствует температуре проволок в центре катушки (см. место измерения температуры катушек по рис. 2,а); $l_{пр}$ — длина единичного провода катушки; $S_{пр}$ — площадь сечения провода.

Подставляя (2) в (1) с учётом того, что $S_{пр} = \pi d_{пр}^2 / 4$, получаем:

$$P_k = I^2 \frac{4\rho_0(1 + \alpha T_{cp})l_{пр}}{\pi n d_{пр}^2}. \quad (3)$$

Мощность, отводимая конвекционным воздушным потоком от одной катушки резистора, определяется как

$$Q_k = \alpha(T_{cp} - T_{вх})S_{пов}n, \quad (4)$$

где $T_{вх}$ — температура воздуха на входе в резистор; $S_{пов}$ — поверхность единичного проводника, $S_{пов} = 2\pi d_{пр}l_{пр}$.

Приравнявая выражения (3), (4): $P_k = Q_k$, для установившегося процесса получаем:

$$\alpha = I^2 \frac{2\rho_0(1 + \alpha T_{cp})}{n^2 \pi^2 d_{пр}^2 (T_{cp} - T_{вх})}, \quad (5)$$

где $\alpha = \frac{1}{235 + T_{cp}}$ [3].

Экспериментальные исследования резистора проводились на опытно-промышленном образце, предназначенном для генератора Цимлянской ГЭС со следующими техническими данными: сопротивление резистора 2,5 Ом, ток 140 А. Резистор содержал 14 катушек, собранных в два ряда в соответствии со схемой соединений по рис. 2,в. Обмоточные данные катушек: диаметр провода $d_{пр} = 2,5$ мм (ГОСТ 53077-77), число витков $z = 21$ и количество проводов в витке $n = 9$. Нагрев резистора производился током $I = 140$ А по схеме, представленной на рис. 4.

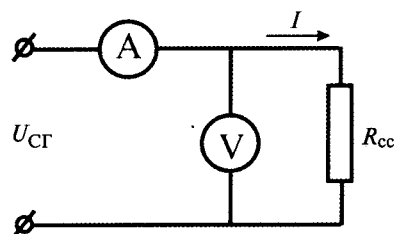


Рис. 4. Схема испытаний

Результаты испытаний представлены графиками температур различных точек резистора во времени (рис. 5). Из них видно, что процесс устанавливается в течение 1 ч 10 мин после включения резистора, затем температуры катушек в средней части $T_{к,с}$, в нижней части $T_{к,н}$, мест пайки выводов катушек $T_{п}$, других элементов практически не меняются. Наибольшая температура в центре катушки, наименьшая — на выводах катушки.

Подставляя в (5) известные величины для установившегося процесса при $T_{cp} = 184^\circ\text{C}$ (кривая 3 на рис. 5), получаем:

$$\alpha = \frac{140^2 \cdot 2 \cdot 17,24 \cdot 10^{-9} \left(1 + \frac{1}{235 + 184} \cdot 184\right)}{9^2 \cdot \pi^2 (2,25 \cdot 10^{-3})^3 (184 - 18,0)} = 0,647 \text{ Вт/м}^2.$$

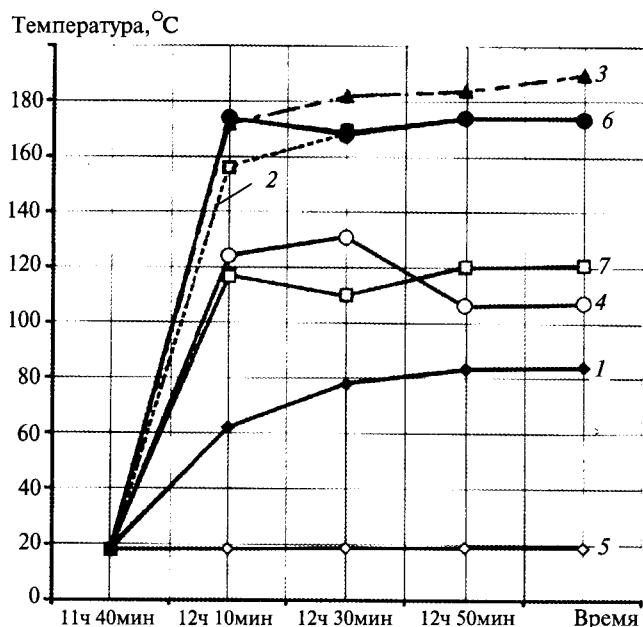


Рис. 5. Результаты испытаний головного образца резистора БР-03 УЗ на нагрев при токе $I_{\text{ном}} = 140$ А: 1 – температура выводов резистора (шпильки) $T_{\text{в}}$; 2 – температура мест пайки выводов катушек (шпильки) $T_{\text{п}}$; 3 – температура середины катушки R4 $T_{\text{ср}}$; 4 – температура низа катушки R4 $T_{\text{к.н}}$; 5 – температура воздуха на входе резистора $T_{\text{вх}}$; 6 – температура воздуха на выходе сверху $T_{\text{вых}}$; 7 – температура поверхности перфорированной крышки $T_{\text{кр}}$

Таким образом для данного изделия коэффициент теплоотдачи почти в 10 раз отличается от аналогичного коэффициента, принятого для электрических машин.

Выводы

1. Проведены экспериментальные исследования резисторов самосинхронизации, применяемых в статических системах возбуждения мощных синхронных генераторов.

2. Установлены зависимости температур в нагреваемых элементах конструкции и намоточном проводе резистора, значения которых лежат в диапазоне, не выходящем за пределы допустимых, установленных при экспериментальных исследованиях и приведённых на рис. 5.

3. Для данной конструкции резистора определён коэффициент теплоотдачи при естественной конвекции с поверхности провода нагреваемых элементов, позволяющий в дальнейшем проводить расчёт и оптимизацию резисторов подобного типа.

4. На основе проведённых исследований были разработаны и запущены в производство резисторы самосинхронизации типов БР-01УЗ и БР-02УЗ для турбогенераторов ТФ-125-2УЗ и ТФ-63-2УЗ, соответственно; БР-02 УЗ – для гидрогенератора Цимлянской ГЭС; БР-03-1УЗ, БР-03-2УЗ, БР-03-3УЗ – для турбогенераторов ТФ-160-2УЗ, ТВФ-180-2УЗ, ТФ-110-2УЗ и ТФ-125-2УЗ, соответственно.

Список литературы

1. Глебов И.А. Системы возбуждения мощных синхронных машин. Л.: Наука, 1979.
2. Симонов Б.Ф., Кадышев А.И. Современные микропроцессорные системы возбуждения турбогенераторов и гидрогенераторов производства НПО «ЭЛСИБ» ОАО // Силовая интеллектуальная электроника. 2007. №2(8). С. 37–39.
3. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978.

Симонов Борис Ферапонтович – начальник СКТБ, доктор техн. наук. Окончил факультет электронной техники Новосибирского электротехнического института в 1972 г. Защитил докторскую диссертацию по теме «Разработка и создание электромагнитных молотов для морского гидротехнического строительства» в 1990 г. в ИГД СО РАН, г. Новосибирск.

Кадышев Александр Иосифович – начальник управления конструкторских разработок НПЦ «Силовая электроника» НПО «ЭЛСИБ» ОАО. Окончил факультет автоматики и вычислительной техники Новосибирского электротехнического института в 1977 г.

Погарский Юрий Валентинович – ведущий конструктор НПЦ «Силовая электроника» НПО «ЭЛСИБ» ОАО. Окончил строительный факультет НГАСУ в 1963 г.

Куш Алексей Викторович – заместитель главного конструктора по преобразовательной технике НПО «ЭЛСИБ» ОАО. Окончил магистратуру электромеханического факультета Новосибирского ГТУ в 1998 г.

Мониторинг изменений механического состояния обмоток силовых трансформаторов, обусловленных радиальными деформациями

ПРОХОРОВ А.В., ГОЛЬДШТЕЙН Е.И.

Предложен метод мониторинга механического состояния обмоток силовых трансформаторов, позволяющий идентифицировать симптомы появления радиальных деформаций обмоток по изменению угла сдвига фаз между напряжениями пары обмоток и представляющий собой альтернативу методу измерения сопротивления короткого замыкания для использования в нагрузочных режимах.

Ключевые слова: силовой трансформатор, обмотки, техническое состояние, мониторинг, диагностика, угол сдвига фаз.

Современные тенденции развития систем контроля силовых трансформаторов (СТ) [1, 2] определяются переходом к стратегии обслуживания оборудования по фактическому техническому состоянию и требуют разработки новых методов контроля, пригодных для использования в нагрузочных режимах. Однако в отношении отдельных функциональных систем СТ, таких как механическая система обмоток, по-прежнему единственно эффективным является применение методов тестового контроля, требующих отключения и расщепки СТ.

Наиболее обоснованным критерием для поиска механических деформаций обмоток СТ служит информация о протекании токов близких КЗ, выявляемых при анализе условий эксплуатации [2, 3]. В большинстве же случаев обследование СТ на предмет определения механического состояния обмоток производят либо после аварийного отключения СТ [4], либо при планово-профилактических обследованиях.

Известные методы тестовой диагностики, такие как метод анализа частотных характеристик (FRA) и метод низковольтных импульсов (НВИ), чувствительные к большинству механических повреждений обмоток, а также включённый в [3] метод определения сопро-

The method of monitoring of power transformer windings mechanical condition is proposed in the paper. The method allows indentifying the symptoms of radial displacements of power transformer windings via controlling a value of phase shift between the voltages of two windings and represents the alternative to the method of short circuit impedance test for using in load regimes.

Key words: power transformer, windings, technical condition, monitoring, diagnostics, phase shift.

тивления КЗ Z_K остаются наиболее эффективными при выявлении деформаций обмоток СТ.

Развитие методов НВИ и FRA позволило не только получить более чувствительные, в сравнении с методом Z_K , инструменты диагностирования механического состояния обмоток СТ, но и использовать комбинацию из двух различных методов [5], что отвечает рекомендациям [2] и позволяет повысить достоверность результатов обследования.

Однако необходимость отключения СТ для реализации указанных методов является их основным недостатком. Попытки адаптации методов FRA и НВИ для использования под нагрузкой до сих пор не дали применимых на практике результатов, что во многом связано со сложностью наложения и анализа тестовых сигналов в нагрузочных режимах СТ.

Более простым решением представляется разработка метода мониторинга, в основу которого положен контроль значения Z_K , а в качестве входной информации используются токи и напряжения, измеряемые на выводах СТ в его нагрузочных режимах.

Известен ряд работ отечественных авторов, в которых в качестве контролируемого параметра используется либо Z_K пары обмоток, либо его реактивная составляющая X_K , либо

индуктивность рассеяния L_k [6, 7]. Однако примеры практического использования таких подходов авторам данной статьи неизвестны.

Среди общих недостатков методов [6, 7], накладывающих ограничения на возможности их использования в нагрузочных режимах СТ, можно отметить:

– необходимость использования в расчётах приведённых значений, что требует точных и актуальных данных о коэффициентах трансформации обмоток;

– отсутствие учёта зависимости результатов контроля от нагрузки СТ;

– отсутствие процедур контроля обмоток трёхобмоточных трансформаторов.

Проведённые авторами исследования показали, что указанные недостатки методов [6, 7] могут быть устранены при использовании в качестве параметра мониторинга угла сдвига фаз между напряжениями первичной и вторичной обмоток $\varphi_{u1,u2}$. Такой подход не утрачивает информативности традиционного метода контроля Z_k , так как основывается на зависимости угла $\varphi_{u1,u2}$ от значений активной и реактивной составляющих Z_k :

$$\varphi_{u1,u2} \sim \sin \left(\arctg \left(\frac{X_k}{R_k} \right) - \varphi_H \right) \frac{I_{\text{нагр}}}{I_{\text{ном}}} \times \sqrt{(R_k \cos \varphi_H - X_k \sin \varphi_H)^2 + (R_k \sin \varphi_H + X_k \cos \varphi_H)^2}. \quad (1)$$

Однако, как видно из (1), угол $\varphi_{u1,u2}$ определяется не только сопротивлениями обмоток, но и током нагрузки трансформатора, что необходимо учитывать при мониторинге.

Исследования показали, что зависимость угла $\varphi_{u1,u2}$ от активной и реактивной составляющих токов СТ удобнее рассматривать в многомерной системе координат (рис. 1).

Кривые, семейство которых образует плоскость в пространстве $(\varphi_{u1,u2}, \cos \varphi_H, \sin \varphi_H)$, соответствуют кратностям токов трансформатора $I_{\text{нагр}}/I_{\text{ном}} = 0,1 \div 1,0$.

Рассматриваемая зависимость может быть описана с помощью аддитивной модели – уравнения гиперплоскости:

$$a_1(x_1 - \bar{x}_1) + a_2(x_2 - \bar{x}_2) + \dots + a_k(x_k - \bar{x}_k) + a_{k+1}(\varphi_{u1,u2} - \bar{\varphi}_{u1,u2}) = 0, \quad (2)$$

где x_1, x_2, \dots, x_k – токи, влияющие на угол $\varphi_{u1,u2}$; коэффициенты a_1, a_2, \dots, a_{k+1} – проекции

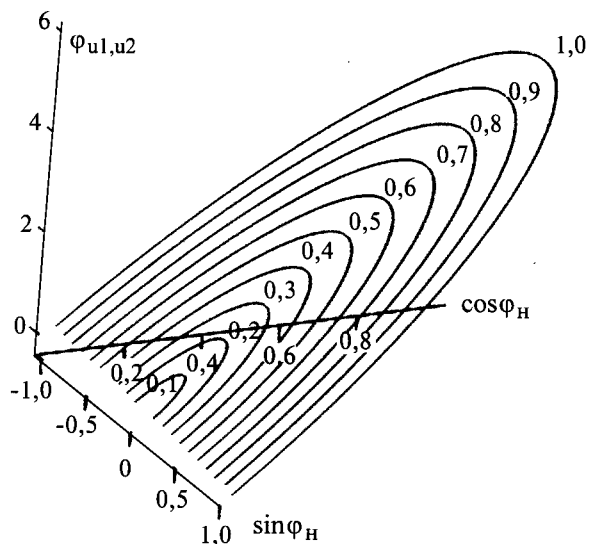


Рис. 1. Зависимость $\varphi_{u1,u2} = f(\cos \varphi_H, \sin \varphi_H)$

вектора нормали на координатные оси $k+1$ мерного пространства; $\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_k, \bar{\varphi}_{u1,u2}$ – координаты проекции вектора нормали на гиперплоскость.

Значения коэффициентов a_1, a_2, \dots, a_{k+1} определяются по данным n нагрузочных режимов, принимаемых в качестве базовых. При этом необходимым условием является неизменность механического состояния обмоток для всех n режимов, а также постоянство положения устройства регулирования напряжения трансформатора РПН (ПБВ). Минимальное количество базовых режимов n соответствует количеству переменных уравнения (2) и зависит от числа обмоток трансформатора.

Для большинства СТ при нагрузке, близкой к номинальной, когда ток намагничивания I_0 составляет порядка 1% номинального значения тока первичной обмотки I_1 , а также в случаях, когда в диапазоне изменения нагрузки СТ изменение отношения I_0/I_1 не превышает 1%, влиянием тока намагничивания на погрешность расчётов при предельно допустимом отклонении напряжения питающей сети $\pm 10\%$ можно пренебречь. Таким образом, допустимо учитывать влияние значений активной I'_{va} и реактивной I'_{vp} составляющих тока только одной из обмоток двухобмоточного СТ на угол $\varphi_{u1,u2}$. Для учёта влияния напряжения сети достаточно воспользоваться выражением

$$I'_v = \frac{U_{\text{ном}}}{U_1} I_v,$$

где v – номер обмотки (1 или 2), принимается в зависимости от доступных точек измерения.

Аналогичным образом может быть учтено влияние изменения частоты питающей сети f на X_K обмоток СТ и соответственно на угол $\varphi_{u1,u2}$:

$$\varphi'_{u1,u2} = \varphi_{u1,u2} \frac{f_{\text{ном.}}}{f}.$$

Следовательно, для двухобмоточного трансформатора минимальное число базовых режимов $n=3$, что соответствует параметрам: $\varphi'_{u1,u2}$, I'_{va} , I'_{vp} .

Для случая трёхобмоточного трансформатора необходимо принимать во внимание, что угол сдвига фаз между напряжениями первичной и вторичной обмоток $\varphi_{u1,u2}$ ($\varphi_{u1,u3}$) определяется двумя различными токами, связанными известной зависимостью:

$$I_1 = I_2 + I_3.$$

Поэтому минимальное количество базовых режимов для трёхобмоточного трансформатора $n=5$, что соответствует параметрам: $\varphi'_{u1,u2}$, I'_{va} , I'_{vp} , I'_{wa} , I'_{wp} для пары обмоток 1–2 и параметрам: $\varphi'_{u1,u3}$, I'_{va} , I'_{vp} , I'_{wa} , I'_{wp} для пары обмоток 1–3. Здесь v и w соответствуют номеру обмотки (1, 2, 3), при этом для одной пары обмоток $v \neq w$.

Необходимость учёта влияния токов обеих обмоток возникает и в отношении двухобмоточного трансформатора, когда ток I_0 значительно больше 1%, например, при значительных колебаниях нагрузки в сторону её уменьшения относительно номинальной.

В качестве базовых желательно выбирать наиболее характерные режимы суточного графика нагрузки СТ, максимально различающиеся по значению и составу нагрузки.

Так как на практике результаты измерения токов и напряжений всегда содержат погрешности, то для уменьшения их влияния расчёт коэффициентов a_1, a_2, \dots, a_{k+1} необходимо вести при количестве базовых режимов n несколько большем минимального.

Фактически, увеличивая число базовых режимов, мы получаем некоторое облако рассеяния экспериментальных данных, и дальнейшая задача сводится к определению параметров плоскости симметрии данного облака.

Рассчитав параметры базовых режимов трансформатора, и определив по ним значения коэффициентов a_1, a_2, \dots, a_{k+1} , составляют уравнение плоскости и приводят его к виду:

$$\varphi'_{u1,u2(u3)} = \frac{-[a_1(I'_{va} - \bar{I}'_{va}) + a_2(I'_{vp} - \bar{I}'_{vp}) + \dots - a_{k+1}\bar{\varphi}'_{u1,u2(u3)}]}{a_{k+1}}, \quad (3)$$

где $\bar{\varphi}'_{u1,u2(u3)}$, \bar{I}'_{va} , \bar{I}'_{vp} – усреднённые значения координат проекций экспериментальных точек на плоскость базовых данных.

Подставляя в выражение (3) значения токов последующих нагрузочных режимов I'_{va} , I'_{vp} определяют соответствующие им значения базовых углов $\varphi'_{u1,u2(u3)б}$.

Далее определяют отклонения углов $\varphi'_{u1,u2(u3)}$ от их базовых значений $\varphi'_{u1,u2(u3)б}$:

$$\varphi_{нб} = \frac{\varphi'_{u1,u2(u3)} - \varphi'_{u1,u2(u3)б}}{\varphi'_{u1,u2(u3)б}} \cdot 100\%.$$

Для снижения влияния случайных погрешностей усредняют значения $\varphi_{нб}$ для n режимов и по их среднему $\varphi_{нб}$ судят об изменении механического состояния обмоток СТ.

За критическое отклонение, сигнализирующее о возникновении недопустимых деформаций обмоток трансформатора, опираясь на пропорциональную зависимость между $\varphi_{u1,u2}$ и Z_K , в соответствии с [3] принимаем $\varphi_{нб,кр} = 3\%$.

Проведённые исследования влияния параметров питающей сети (U_c, f_c) и нагрузки ($S_n, \cos \varphi_n$, несимметрия нагрузки) на погрешность определения базового угла при моделировании работы двух- и трёхобмоточных трансформаторов в пакете Matlab Simulink показали, что изменение указанных параметров в пределах, допустимых по условиям эксплуатации СТ, приводит к появлению методической погрешности не более $\pm 0,15\%$.

Оценка влияния погрешностей измерений на результаты мониторинга показала, что в наиболее неблагоприятном случае – при использовании измерительных преобразователей класса точности 0,5, систематическая составляющая погрешности определения угла, для нагрузочных режимов с преобладающей активной составляющей нагрузки, составляет $\delta(\varphi'_{u1,u2}) \approx \pm 20\%$. Так как угол $\varphi'_{u1,u2}$ и его базовое значение $\varphi'_{u1,u2б}$ определяются для одного и того же нагрузочного режима, то их систематические погрешности имеют одинаковые значения, а относительная погрешность определения $\varphi_{нб}$ может быть оценена из выражения

$$\varphi_{н.б.} = \frac{(\varphi'_{u1,u2} \pm \Delta(\varphi'_{u1,u2})) - (\varphi'_{u1,u26} \pm \Delta(\varphi'_{u1,u2}))}{(\varphi'_{u1,u26} \pm \Delta(\varphi'_{u1,u2}))} \cdot 100\% =$$

$$= \frac{\varphi'_{u1,u2} - \varphi'_{u1,u26}}{1 \pm \frac{\delta(\varphi'_{u1,u2})}{100}} \cdot 100\%$$

и составляет $\delta(\varphi_{н.б.}) = \begin{smallmatrix} -16,7\% \\ +25\% \end{smallmatrix}$. Погрешность $\delta(\varphi_{н.б.})$ также является систематической и приводит к снижению достоверности результатов мониторинга — изменению коэффициента пропорциональности между X_k и углом $\varphi'_{u1,u2}$. Так, при $\delta(\varphi_{н.б.}) \approx \pm 25\%$ изменению X_k на 3% будет соответствовать диапазон отклонений $\varphi_{н.б.}$ от 2,25 до 3,75%. Следовательно, достоверность метода будет в большей степени зависеть от влияния случайных погрешностей на возможность идентификации отклонений $\bar{\varphi}_{н.б.}$ в указанном диапазоне.

Снижения влияния случайных погрешностей на результаты мониторинга можно достичь применением методов математической статистики, а также использованием метода главных компонент (МГК) [8] для оценки параметров уравнения (2).

Рассмотрим пример апробации разработанного метода мониторинга на двухобмоточном трансформаторе ТДГ-75000/110У Томской ГРЭС-2. Схема блока генератор—трансформатор, а также схемы измерений и цифровой регистрации представлены на рис. 2.

В качестве расчётных данных использовались массивы мгновенных значений трёхфазных токов $|i_1(t_j)|$ на выводах генератора, и напряжений, измеренных на выводах генератора $|u_1(t_j)|$ и сборных шинах $|u_2(t_j)|$, с помощью модулей БИМ, входящих в состав комплекса «Черный ящик» производства НТЦ «ГОСАН». Измерения проводились при числе отсчётов на периоде регистрируемого сигнала $N=32$.

Использование схемы на рис. 2, не учитывая специфики решаемой задачи, приводит к появлению некоторых дополнительных негативных факторов, которые могут быть исключены при надлежащей организации мониторинга:

- относительно невысокий класс точности измерительных преобразователей (0,5);
- ограниченность длины выборки, не позволяющая в полной мере компенсировать по-

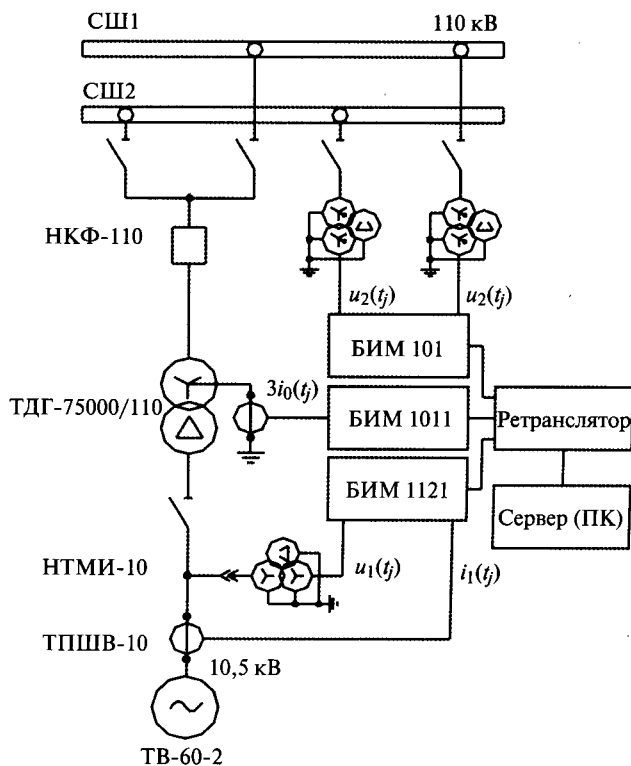


Рис. 2. Схема измерений параметров блочного трансформатора ТДГ-75000/110У

грешность, вызванную различием частоты питающей сети, изменяющейся в пределах $f_{ном} \pm f_{доп}$, и неизменной частоты дискретизации регистратора $F = Nf_{ном} = 32 \cdot 50 = 1600$ Гц;

— наличие погрешности, связанной с рассинхронизацией отдельных БИМ;

— возможность измерения токов только со стороны обмотки, соединенной в треугольник, что не позволяет восстановить нулевую последовательность фазовых токов СТ;

— использование в расчётах результатов измерений различными трансформаторами напряжения при подключении СТ к различным системам шин (СШ1, СШ2).

По результатам измерений было получено три набора по 17 режимов каждый. Первый набор использовался для расчёта базовых величин (базовые режимы), второй и третий — для оценки изменения состояния обмоток (контрольные режимы).

Совмещённый график активных I_a и реактивных I_p составляющих токов фазы А, приведённых к $U_{ном}$, а также график тока $3I_0$ в нейтрали обмотки ВН представлены на рис. 3. Здесь по оси абсцисс указаны дата (дд:мм)/время (чч:мм:сс) измерений.

Плоскость базовых данных фазы А, построенная с помощью МГК, приведена на рис. 4.

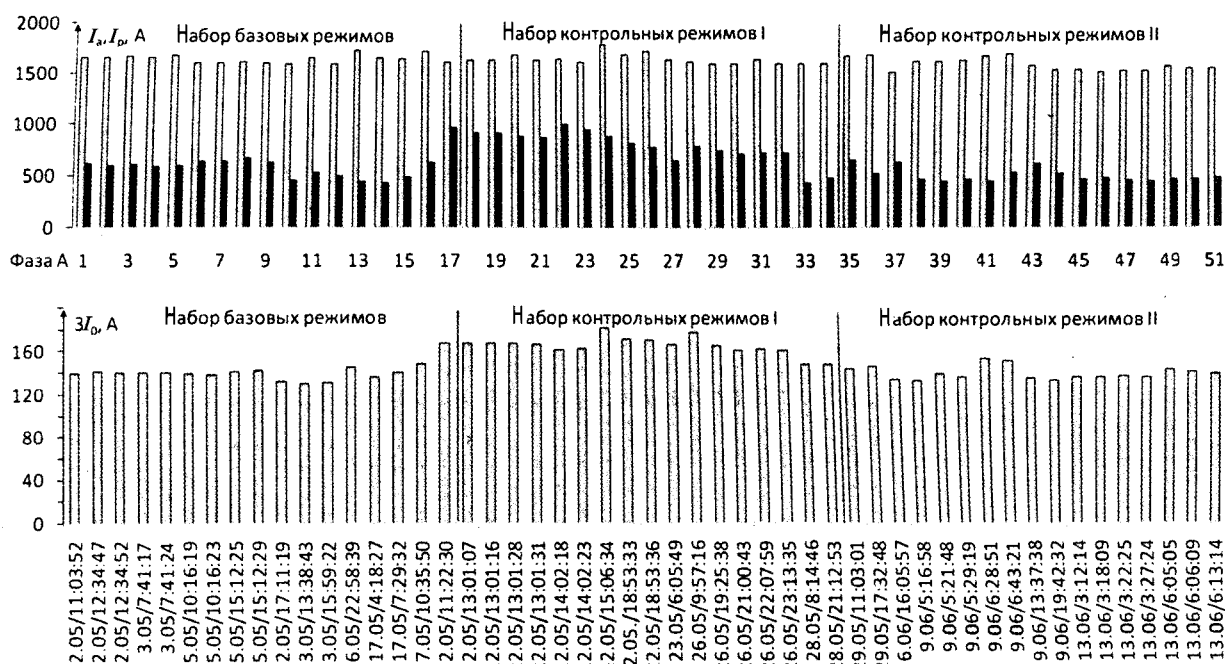


Рис. 3. Графики токов I_a , I_p , $3I_0$

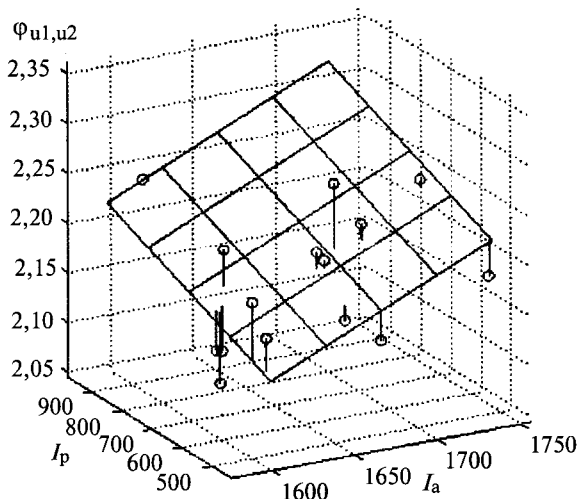


Рис. 4. Плоскость базовых данных фазы А

Результаты апробации для каждой из трёх фаз СТ представлены на рис. 5, где приведены результаты расчёта отклонений $\varphi_{нб}$ в виде гистограмм. Темным цветом выделены отсчёты, удалённые из исходной выборки по результатам процедуры цензурирования [8], заключающейся в отбрасывании крайних членов вариационного ряда, наиболее отдалённых от центра распределения, т.е. предполагаемых промахов.

Доверительные границы $\Delta_{0,9}(\bar{\varphi}_{нб})$ отклонений определены согласно выражению:

$$\Delta_{0,9}(\bar{\varphi}_{нб}) = 1,6s,$$

где s — среднеквадратичная ошибка среднего, $s = \sigma / \sqrt{n}$.

Здесь n — число отсчётов; σ — среднеквадратичное отклонение $\varphi_{нб}$,

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{(n-1)} \sum_{i=1}^n (\varphi_{нбi} - \bar{\varphi}_{нб})^2}.$$

Из рис. 5 видно, что для базовых режимов $\bar{\varphi}_{нб} = 0$, поэтому дальнейший контроль следует проводить по значению $\bar{\varphi}_{нб} \pm \Delta_{0,9}(\bar{\varphi}_{нб})$, вычисляемому для каждого из наборов контрольных режимов, а интервал $\Delta_{0,9}(\bar{\varphi}_{нб})$, полученный для базовых режимов, будет определять границы незначимых отклонений $\bar{\varphi}_{нб}$. Результаты расчёта сведены в таблицу.

Набор режимов	$\bar{\varphi}_{нб} \pm \Delta_{0,9}(\bar{\varphi}_{нб})$, %		
	Фаза А	Фаза В	Фаза С
базовых	$0 \pm 0,7$	$0 \pm 0,7$	$0 \pm 1,1$
контрольных I	$0,1 \pm 0,8$	$1,1 \pm 1,1$	$4 \pm 0,8$
контрольных II	$-1,2 \pm 1,2$	$-0,2 \pm 1,0$	$-0,1 \pm 1,1$

Сопоставление полученных результатов с условиями проведения эксперимента позволяет сделать следующие выводы:

1. Увеличение значений $\bar{\varphi}_{нб}$ для фаз В и С первого набора контрольных режимов связано с ростом погрешности, обусловленной неучётом составляющих нулевой последовательности в первичном токе СТ. Данный вывод подтверждается увеличением тока в нулевом проводе вторичной обмотки, зафиксированном для режимов 17–32 (рис. 3).

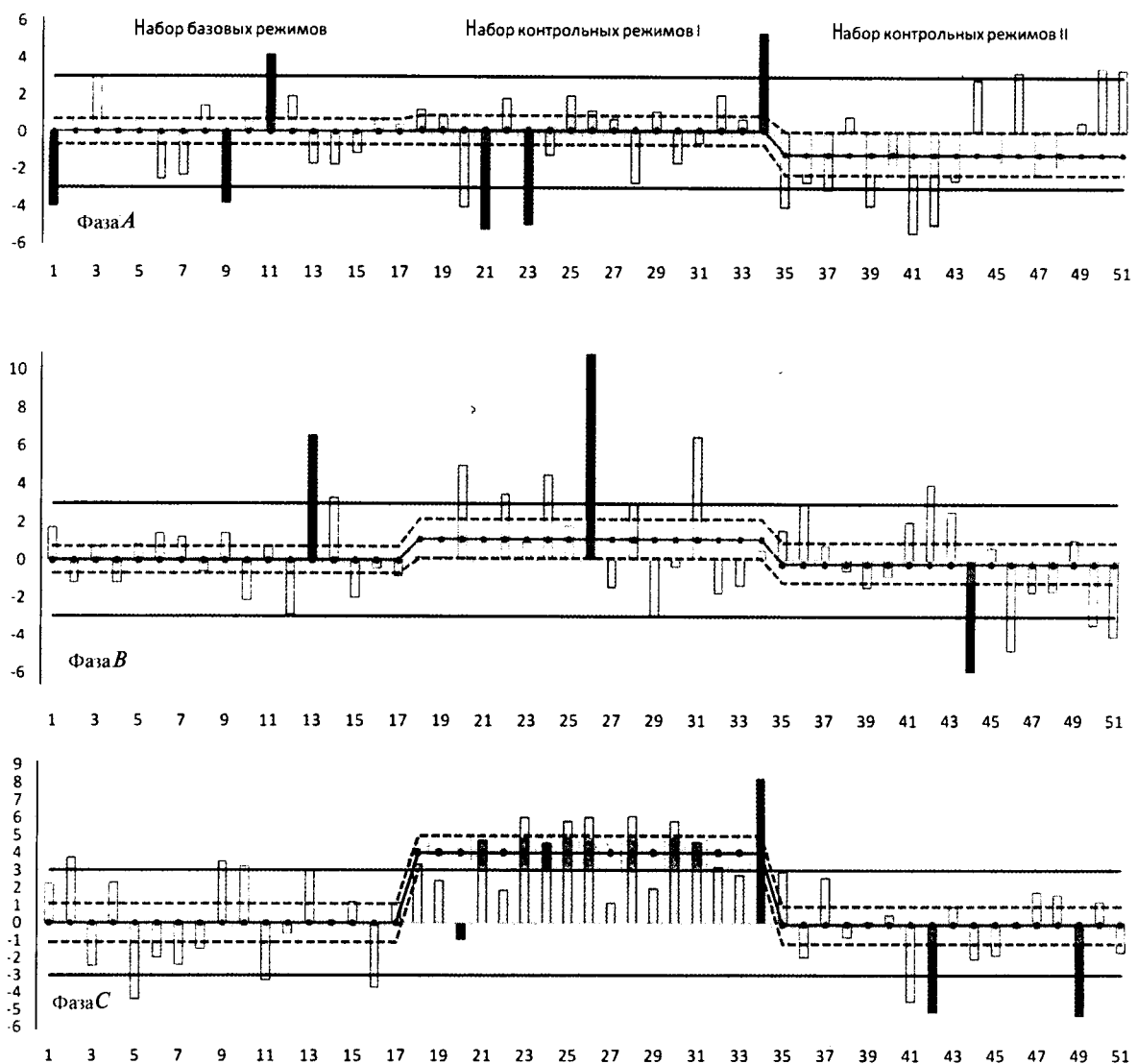


Рис. 5. Результаты расчёта отклонений $\varphi_{н.б.}$: — $\varphi_{н.б.}$; ---- $\Delta_{0,9}(\varphi_{н.б.})$; — $\varphi_{н.б.кр}$

2. Для второго набора контрольных режимов отрицательное отклонение $\bar{\varphi}_{н.б.}$, полученное для фазы А, обусловлено временным переключением блока генератор-трансформатор с первой системы шин 110 кВ на вторую систему шин и, как результат, использованием для измерений другого трансформатора напряжения. Периоду работы блока на вторую систему шин соответствуют режимы 37–44.

3. Так как большинство результатов лежит в области незначимых отклонений, либо под влиянием рассмотренных негативных факторов незначительно выступает за её пределы, то может быть сделан вывод об отсутствии изменений механического состояния обмоток, указывающих на необходимость отключения СТ и проведения его более детального обследования. Данный вывод подтверждается анализом истории эксплуатации СТ.

Выводы

1. Разработанный метод мониторинга достаточно прост и не обладает указанными недостатками известных аналогов, однако его функциональные возможности определяются точностью доступных для использования средств измерений. Поэтому наибольшей эффективности метода следует ожидать при использовании измерительных трансформаторов высоких классов точности 0,1, 0,2, 0,2s, в том числе оптоэлектронных трансформаторов.

2. При использовании предлагаемого метода целесообразна оптимизация системы измерений и цифровой регистрации электрических сигналов, в частности предпочтительно проведение всех измерений одним измерительным модулем, а измерение токов с учётом возможности точного определения их фазных значений. При вероятности оперативных переключений

чений в цепи СТ, когда возможно использование различных измерительных трансформаторов для измерения одних и тех же величин, необходимо отдельно оценивать погрешность, связанную с использованием различных средств измерений. Если такая погрешность значительна, то необходимо проводить расчёт базовых величин для каждого состояния схемы.

3. Результаты исследований показывают, что использование методов математической статистики при обработке результатов измерений позволяет получить результаты, достаточные для идентификации критических отклонений $\bar{\varphi}_{нб}$ даже при использовании средств измерений класса точности 0,5, т. е. указывают на возможность реализации метода с помощью измерительных трансформаторов, уже находящихся в эксплуатации.

4. Доступная точность мониторинга позволяет идентифицировать изменения механического состояния обмоток, связанные со значительными радиальными деформациями, а его результаты могут использоваться при принятии решения об отключении СТ. Дальнейшее решение о вскрытии бака и визуальном осмотре активной части СТ или о проведении дополнительных испытаний известными методами тестовой диагностики с целью подтверждения наличия дефекта и установления более точной степени его развития должно приниматься исходя из стоимости и сложности указанных работ.

Список литературы

1. РД 153-34.3-46.304-00. Положение об экспертной системе контроля и оценки состояния и условий эксплуатации силовых трансформаторов, шунтирующих реакторов, измерительных трансформаторов тока и напряжения. (01.06.2000).
2. Guide for Life Management Techniques for Power Transformers (CIGRE brochure 227).
3. РД 34.45-51.300-97 (с изм. 1,2 2000). Объем и нормы испытаний электрооборудования. М.: ЭНАС, 2000.
4. Хренников А.Ю. Опыт обнаружения остаточных деформаций обмоток силовых трансформаторов // Энергетик. 2003. №7. С. 18–20.
5. Дробышевский А.А., Левицкая Е.И., Андреев Д.В., Бельцер В.Р. Диагностика деформаций обмоток силовых трансформаторов и реакторов методом низковольтных импульсов // Электротехника. 1997. №3. С. 48–51.
6. Хоанг Ван Нью, Малиновский В.Н. Методы и средства контроля и диагностики состояния обмоток мощных силовых трансформаторов // Электротехника. 2009. №10. С. 36–41.
7. Хренников А.Ю. Основные причины повреждения обмоток силовых трансформаторов при коротких замыканиях // Электричество. 2006. №7. С. 17–24.
8. Новицкий П.В., Зograf И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. Л.: Энергоатомиздат, 1991.

Прохоров Антон Викторович — ассистент кафедры «Электроэнергетические сети и системы» Энергетического института ГОУ ВПО «Национальный исследовательский Томский политехнический университет», аспирант. Окончил Электротехнический институт Томского политехнического университета в 2007 г.

Гольдштейн Ефрем Иосифович — доцент кафедры «Электроэнергетические сети и системы» Энергетического института ГОУ ВПО «Национальный исследовательский Томский политехнический университет», канд. техн. наук. Окончил Ленинградский электротехнический институт в 1953 г. Защитил диссертацию в 1964 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

Управляемая коммутация трансформаторов

ЛАЗАРЕВ Н.С., ШУЛЬГА А.Р., ШУЛЬГА Р.Н.

Разработана математическая модель для исследования управляемой коммутации ненагруженных трансформаторов. Предложены алгоритмы управляемой коммутации, исключающие броски тока включения и, наоборот, обеспечивающие наибольшие броски тока для испытательных целей. Анализируется влияние ёмкости выключателя на характер восстанавливающегося на нём напряжения.

Ключевые слова: трансформатор, коммутация, математическая модель, ток включения, алгоритм управляемой коммутации.

Существенной проблемой в электроэнергетике стали так называемые броски тока при включении силовых трансформаторов, сами по себе представляющие опасность для обмоток трансформаторов, а также влияющие на точность и надёжность работы релейной защиты и приводящие к резонансным явлениям в энергосистеме.

В ряде случаев включение-выключение или отключение цепей выключателями в произвольные моменты может приводить к появлению больших переходных напряжений или токов. Эти переходные процессы протекают в главных цепях, но при этом могут наводиться также переходные процессы в цепях управления и вспомогательных цепях, а также в соседних низковольтных системах. Переходные процессы сопровождаются электрическими и механическими нагрузками на высоковольтное оборудование и способны вызвать его постепенные или мгновенные повреждения. Наведённые переходные процессы могут вызвать большое количество различных помех, например, в системах управления и защиты подстанции, компьютерах и процессорах или в системах связи.

Включение мощных трансформаторов может сопровождаться большими перенапряжениями, посадкой напряжения или большими бросками токов.

При отключениях трансформатора от сети в его магнитной системе сохраняется остаточная индукция. При последующем его включении в неблагоприятный момент времени и при наличии в магнитной системе такой остаточной

Development of mathematic model for investigation controlled switching of not loaded power transformers. The algorithms of controlled switching are resulted witch exclude inrush current and on the contrary raise inrush current for the testing. The influence a condenser circuit — breakers analyzing on the prearc voltage versus contact.

Key words: ransformer, controlled switching, mathematic model, tinrush current, algorithms of controlled switching.

индукции броски тока намагничивания могут существенно возрасти.

На значение индукции, оставшейся в магнитной системе после отключения трансформатора от сети, влияют многие факторы: характер нагрузки, ток среза выключателя, соотношение активной и индуктивной составляющих тока XX трансформатора, исходный режим трансформатора перед его отключением (установившийся или неустановившийся).

В трёхфазном трансформаторе на значение остаточной индукции в магнитной системе, помимо рассмотренных факторов, оказывает влияние обмотка низшего напряжения, а также неодновременность отключения фаз трансформатора.

Управляемая коммутация мощных трансформаторов — это способ устранения вредных переходных процессов посредством управляемых по времени операций коммутации. Команды включения или отключения на выключатель задерживаются таким образом, чтобы замыкание или разделение контактов происходили в оптимальный момент времени по отношению к фазовому углу.

Целью данной работы является разработка алгоритмов включения трансформаторов для двух режимов:

— эксплуатационного, для которого необходимо исключить броски тока, возникающие при коммутации трансформаторов при эксплуатации, снизить вероятность повторных пробоев выключателя, уменьшить искажения напряжения в системе и повысить энергоэффективность подстанции;

– испытательного, для создания наибольших значений бросков тока.

Исследования переходных процессов при включении ненагруженного трансформатора проводились на математической модели с помощью программного комплекса [1].

На рис. 1,а приведена схема замещения, на рис. 1,б – схема математической модели для исследования процессов включения ненагруженного трансформатора. На рис. 1 1 – ЭДС системы; 2 – выключатель; 3 – трансформатор с ветвью намагничивания; 4, 5 – схемы измерения индукции в сердечнике трансформатора; 6 – магнитная система трансформатора.

В этой схеме использовался трёхфазный двухобмоточный трансформатор 3 (схема соединения обмоток – звезда-треугольник с заземлённой нейтралью) со следующими параметрами: мощность 155 МВА; напряжение обмоток 132/15 кВ; потери ХХ 74 кВт; ток ХХ 0,3%; потери КЗ 461 кВт; реактанс КЗ 14%.

На рис. 1,б 4 – предполагаемые потоки в стержнях фаз А, В, С, рассчитанные как интеграл напряжения на шинах до выключателя 2 (F_1), 5 – потоки намагничивания после включения выключателя, рассчитанные как интеграл напряжения после выключателя 2 (F_2).

Эксплуатационный режим

В данной работе на математической модели рис. 1,б проводились исследования бросков тока ненагруженного трансформатора при включении в разные моменты времени в течение периода напряжения U_1 с целью определения оптимальных моментов времени относительно фазового угла и создания алгоритма для эксплуатационного режима.

В схеме рис. 1,б после отключения выключателя 2 замерялись остаточные потоки в фазах А, В, С. Наибольший по абсолютному значению остаточный поток принят для фазы А.

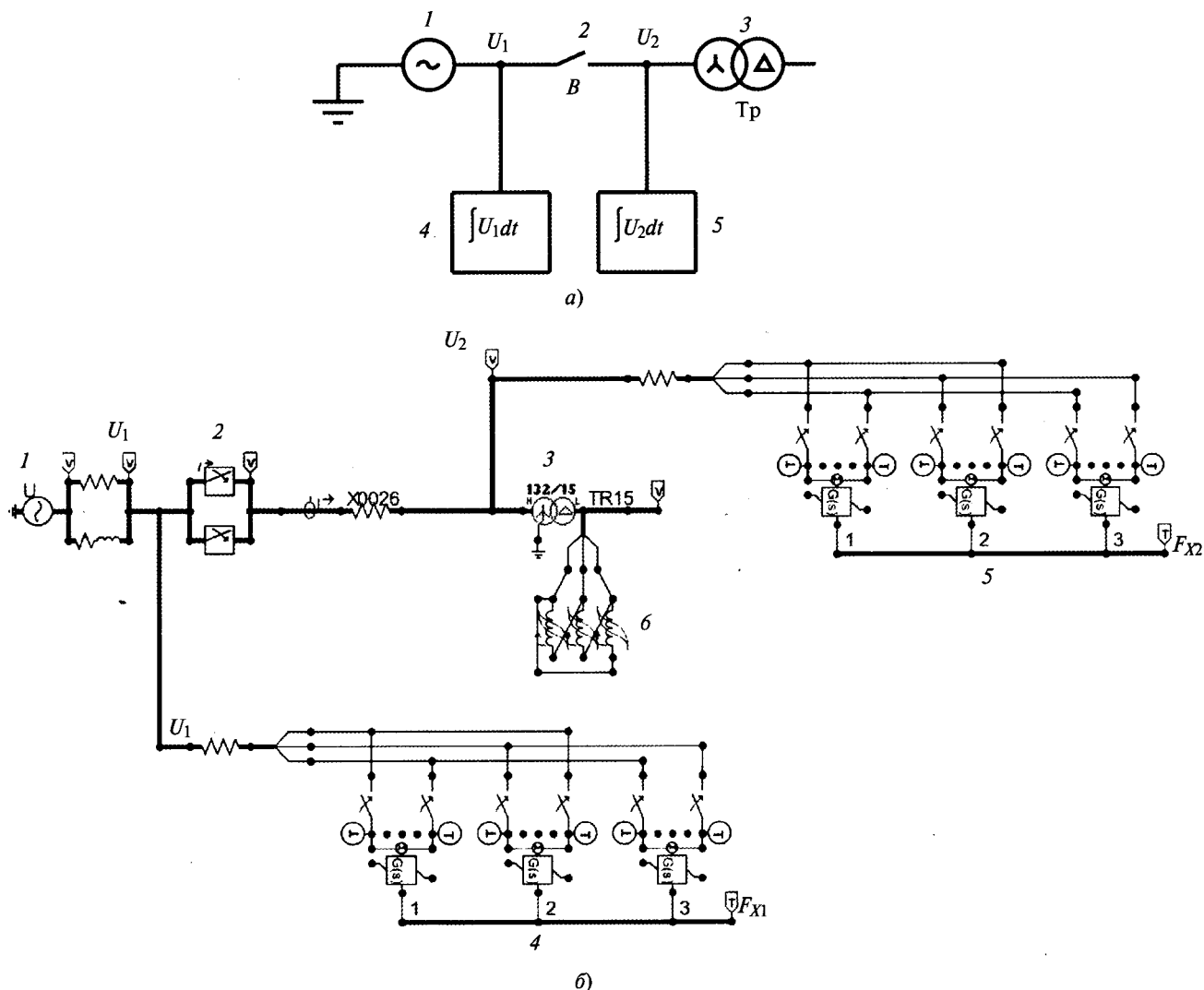


Рис. 1

На модели варьировались разные моменты включения выключателя фазы A ; выключатели фаз B , C включались одновременно через некоторое время после включения фазы A , после чего замерялись потоки во всех трёх фазах.

Исследования показали, что наиболее оптимальным в смысле отсутствия бросков тока является включение фазы A в моменты, когда остаточный поток и поток намагничивания после включения выключателя фазы A равны, а включение фаз B , C происходит после включения фазы A в моменты, когда напряжение фазы A на шинах до выключателя U_{1A} проходит через ноль. Этот порядок включения соответствует рис. 2.

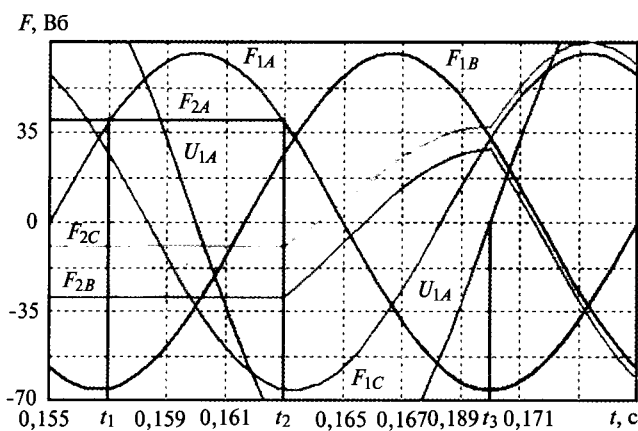


Рис. 2

На рис. 2 U_{1A} — напряжение фазы A на шинах до выключателя; F_{1A} , F_{1B} , F_{1C} — предполагаемые потоки в стержнях фаз A , B , C , рассчитанные как интеграл напряжения на шинах до выключателя 2; F_{2A} , F_{2B} , F_{2C} — остаточные потоки в стержнях трансформатора и потоки намагничивания после включения выключателя 2; t_1 — 1-й момент включения выключателя 2 фазы A , когда F_{1A} равен остаточному потоку в той же фазе F_{2A} ; t_2 — 2-й момент включения выключателя 2 фазы A , когда F_{1A} равен остаточному потоку в той же фазе F_{2A} ; t_3 — момент включения выключателей фаз B и C .

Из рис. 2 видно, что благоприятные моменты включения выключателя 2 фазы A — это точки пересечения потока F_{1A} с остаточным потоком F_{2A} — t_1 или t_2 . Включение фаз B и C происходит после включения фазы A в момент t_1 (или t_2) с задержкой до момента t_3 , когда напряжение фазы A (U_{1A}) проходит через ноль.

На рис. 3,а показаны токи, на рис. 3,б — магнитные потоки, соответствующие описанному порядку включения трёх фаз ненагру-

женного трансформатора 3. Из рис. 3,а видно, что при этом наблюдается отсутствие бросков тока и выход на установившийся ток XX с амплитудой токов фаз 0,4–1,1 А.

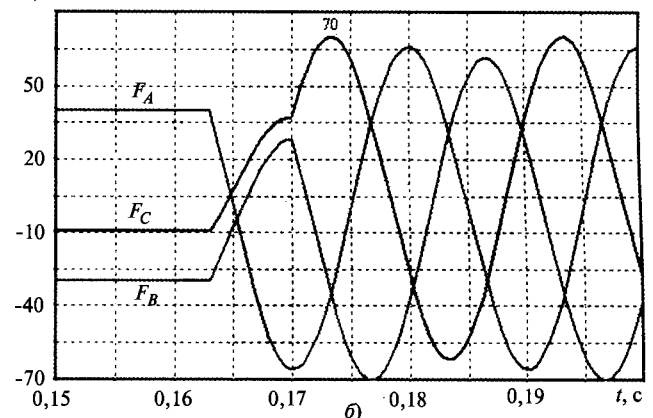
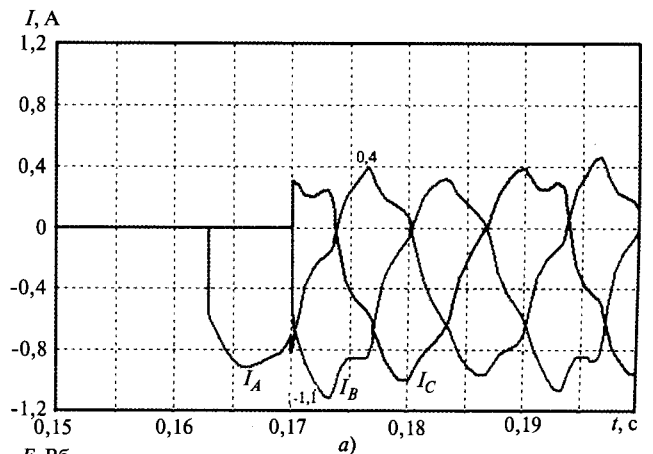


Рис. 3

Испытательный режим

Для испытательного режима проводились исследования бросков тока ненагруженного трансформатора при включении в разные моменты времени в течение периода напряжения U_1 (рис. 1) с целью получения возможных максимальных значений тока и определения моментов времени включения выключателей фаз относительно фазового угла напряжения и разработки алгоритма для испытательного режима включения ненагруженного трансформатора. Для этого, так же как и для эксплуатационного режима, задавали разные моменты включения фазы A . Фазы B , C включали одновременно через некоторое время после включения фазы A и замеряли токи и потоки во всех трёх фазах. Исследования показали, что наибольшие токи при включении ненагруженного трансформатора возникают при включении фазы A в момент, когда разность (по абсолютному значению) между остаточным потоком и потоком намагничивания после вклю-

чения выключателя фазы A максимальна, а включение фаз B, C происходит после включения фазы A в момент, когда остаточные потоки фаз B и C становятся равными.

При таком порядке включения фаз A, B, C в испытательном режиме амплитуда тока в фазе A достигает 4 кА, что более, чем в 4 раза превышает амплитуду номинального тока. При симметричном магнитном потоке в сердечнике трансформатора ток имеет небольшое значение, но даже при небольшой асимметрии быстро растут колебательная и апериодическая составляющие вследствие насыщения сердечника.

Формирование алгоритма включения ненагруженного трансформатора для двух режимов (эксплуатационного и испытательного) иллюстрируется на рис. 4, где приведены команды включения трёх фаз $B_{\text{ВЫХ}}$ в зависимости от потокосцеплений $F_1, F_{2\text{ост}}$ и переходов через ноль напряжения U_{1A} фазы A . Сплошные линии соответствуют благоприятному случаю минимального значения токов включения 1 А для эксплуатационного режима, а пунктир — неблагоприятному случаю максимума токов для испытательного режима.

После отключения выключателя ненагруженного трансформатора фиксируются оста-

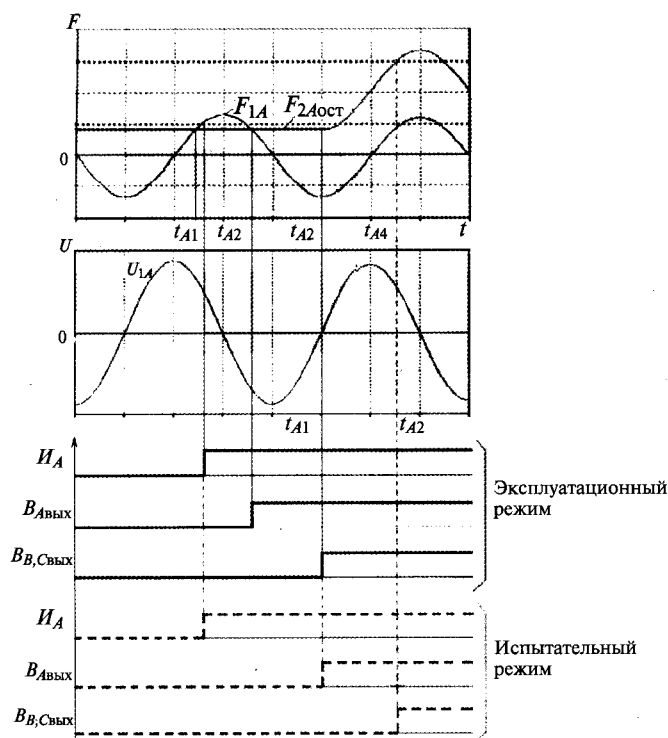


Рис. 4

точные потоки во всех фазах, затем выбирается фаза с наибольшим абсолютным остаточным потоком (в нашем случае фаза A).

После получения команды на включение трансформатора сравниваются F_{1A} и F_{2A} и для эксплуатационного режима (сплошные линии) в момент их равенства t_{A2} подаётся команда на включение выключателя этой фазы ($B_{\text{АВВЫХ}}$). Команда на включение выключателей фаз B, C ($B_{B, C \text{ ВВЫХ}}$) задерживается до момента $t_{A1}(U)$ или $t_{A3}(F)$, когда напряжение U_{1A} на шинах до выключателя фазы A проходит через ноль.

Для испытательного режима также производится сравнение F_{1A} и F_{2A} , но команда на включение выключателя этой фазы ($B_{\text{АВВЫХ}}$, пунктирные линии) подаётся в момент $t_{A1}(U)$, когда разность F_{1A} и F_{2A} имеет максимальное абсолютное значение (в момент перехода напряжения U_{1A} через ноль). Команда на включение выключателей фаз B, C ($B_{B, C \text{ ВВЫХ}}$) задерживается до момента t_{A4} , когда остаточные потоки в фазах B, C становятся равными $F_{2\text{Вост}} = F_{2\text{Сост}}$.

На рис. 5 приведён описанный алгоритм работы управляемой коммутации ненагруженного трансформатора, который соответствует двум различным условиям: в левой части — для эксплуатации с минимальными токами включения; в правой части — для испытаний с наибольшими токами включения. Обозначения сигналов и команд соответствуют рис. 4, команда $I_A = 1$ — измерить фазу A .

На рис. 6 показаны результаты расчётов относительных значений бросков тока $I_{\text{ВКЛ}}/I_{\text{НОМ}}$ при включении ненагруженного трансформатора в эксплуатационном режиме при изменении момента включения φ (град) и t (мс) задерживаемых фаз B, C , где $I_{\text{ВКЛ}}, I_{\text{НОМ}}$ — соответственно амплитуды броска тока и номинального тока.

Фаза A включается в моменты t_{A1} или t_{A2} , как показано на рис. 6. Моменты t_{A1} и t_{A2} или, что то же самое, моменты t_1 и t_2 , как показано на рис. 2, являются наиболее благоприятными для включения выключателя фазы A в эксплуатационном режиме.

Амплитудное значение номинального тока $I_{\text{НОМ}} = (S_{\text{Т.Ф}}/U_{\text{Ф}})\sqrt{2} = 155000\sqrt{3}\sqrt{2}/3\cdot 132 = 955 \text{ А}$, где $S_{\text{Т.Ф}} = 155000/3 \text{ кВ}\cdot\text{А}$ — мощность фазы трансформатора; $U_{\text{Ф}} = 132/\sqrt{3} \text{ кВ}$ — действующее значение фазного напряжения трансформатора.

Из рис. 6 видно, что существует зона, равная 0,9–1 мс или 16,2–18°, в которой отсутст-

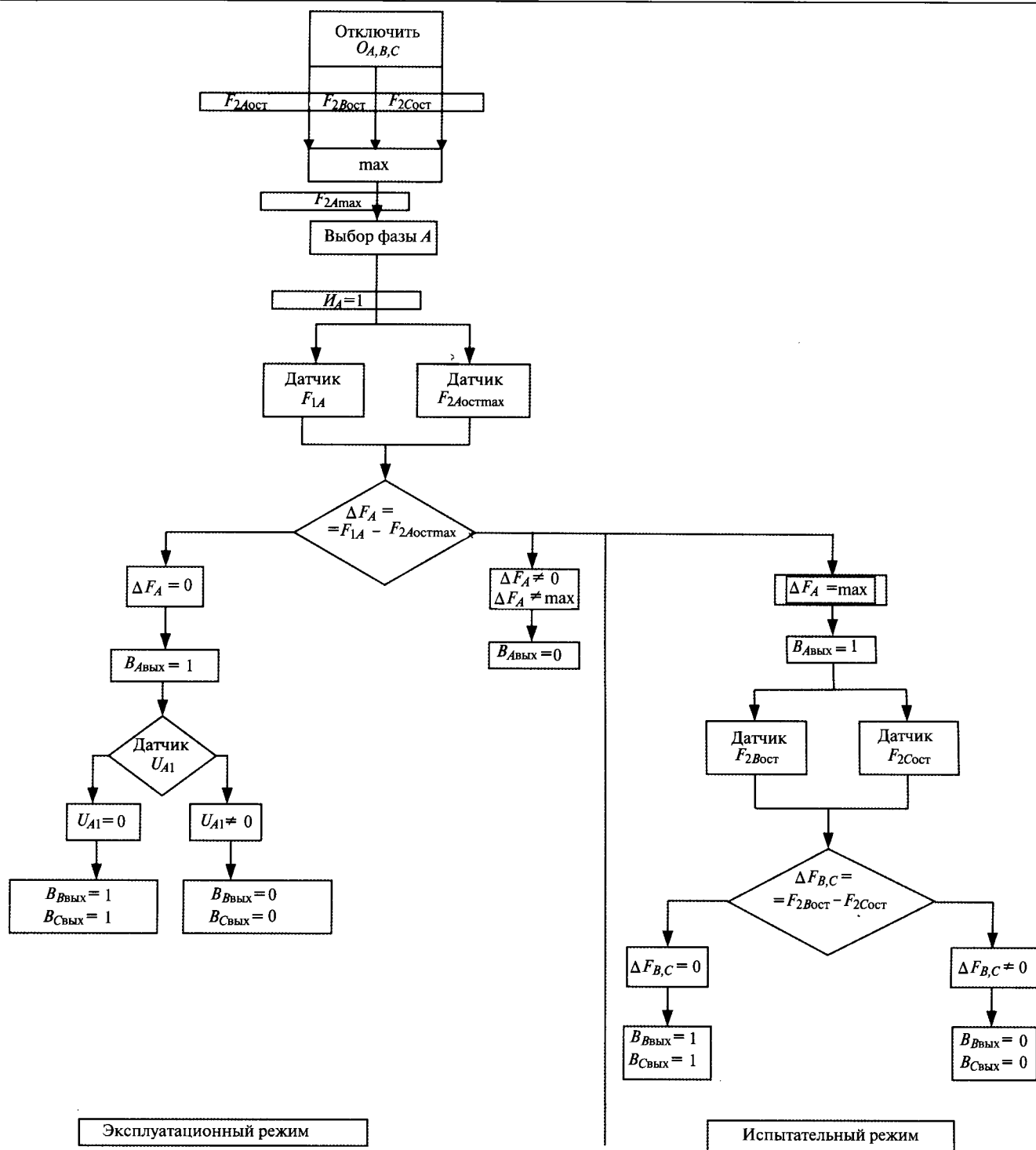


Рис. 5

вуют броски тока намагничивания во всех фазах при разбросе включения фаз *B*, *C*.

Отключение ненагруженного трансформатора

В связи с небольшим значением тока ХХ процесс отключения ненагруженного трансформатора сопровождается резким обрывом в момент начала расхождения контактов выключателя. Обрыв тока сопровождается резким

увеличением скорости восстанавливающегося напряжения на выключателе и ростом его амплитуды, что может привести к повторному пробое межконтактного промежутка. Для снижения скорости восстановления напряжения параллельно контактам выключателя включают конденсаторы.

На модели рис. 1 получены кривые восстанавливающегося напряжения и токов через

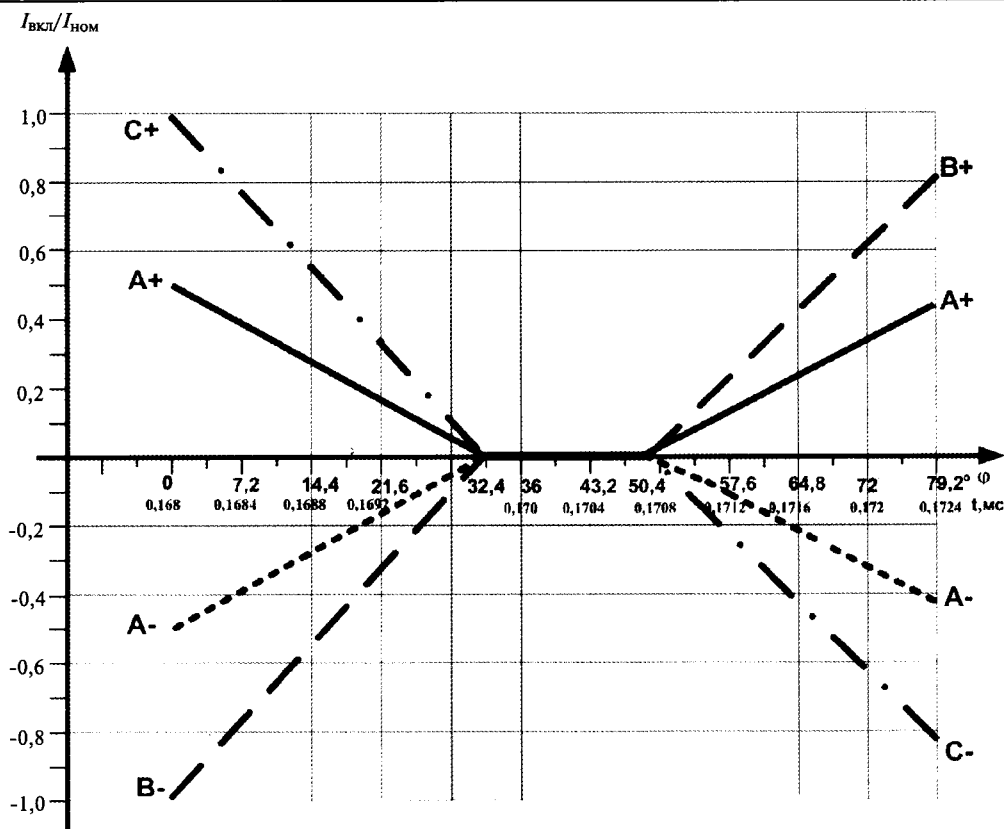


Рис. 6

контакты на всех фазах выключателя при их одновременном отключении. Анализ кривых показывает, что ток в фазах выключателя обрывается мгновенно, а в фазах трансформатора снижается с определённой скоростью, зависящей от значения ёмкости конденсаторов, включаемых параллельно контактам выключателя. Для обеспечения надлежащей прочности межконтактного промежутка выключателя при отключении достаточно его зашунтировать ёмкостью порядка 1 нФ.

Выводы

1. Разработана на основе [1] математическая модель для исследования управляемой коммутации ненагруженных трансформаторов.
2. Предложены алгоритмы управляемой коммутации трансформаторов для эксплуатационного режима, исключающего броски тока включения, и для испытательного режима с наибольшими бросками тока включения.
3. Показано влияние ёмкости межконтактного промежутка выключателя на характер восстанавливающегося на нём напряжения.
4. Реализация управляемой коммутации трансформаторов осуществляется с помощью микропроцессорного контроллера.

Список литературы

1. ATP Rule Book, Canadian/American EMTP User Group, 1992.
2. Holm A., Alvinsson R., Akesson U., Karlen O. Development of controlled switching of reactors, capacitors, transformers and lines // SIGRE Rep. No. 13-201, Paris 1990.
3. J.H. Brunke, K.J. Flohlich. Elimination of transformer jurush currents of controlled switching. Part I // IEEE Transaction on power delivery. Vol. 16, no 2. P. 276–280. April 2001.
4. H.S. Bronzeado, S.O. Pinto, J.C. de Oliveira, M.L. Chaves. Transformer controlled switching to eliminate jurush current - Part II: Field tests on a 100 MVA Three-phase transformer // IEEE Transaction on power delivery. 2006. 3/06.
5. Power transformer. Handbook edited by Bernard Hochart, Alstom, Transformer Division, Sunt Queen, France first English edition.

Лазарев Николай Семёнович — начальник сектора ФГУП ВЭИ им. В.И. Ленина, канд. техн. наук. Окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1969 г. по специальности релейная защита и автоматика. Защитил диссертацию по теме «Некоторые вопросы исследования аварийных сверхтоков в преобразовательных установках ППТ и методы их ограничения» в 1970 г.

Шульга Андрей Робертович — инженер ФГУП ВЭИ им. В.И. Ленина, студент факультета ИТАЭ МЭИ.

Шульга Роберт Николаевич — начальник НИЦ «Комплекс» ФГУП ВЭИ им. В.И. Ленина, канд. техн. наук. Окончил факультет машиностроения МГТУ им. Баумана по специальности электропривод в 1963 г. Защитил диссертацию по теме «Исследование переходных процессов в ППТ 1500 кВ Экибастуз-Центр» в 1971 г.

Тепловой расчёт электрорадиатора трансформаторного типа

СЕРИКОВ А.В., ГЕРАСИМЕНКО Т.В.

Разработана конструкция электрорадиатора трансформаторного типа. Рассмотрены особенности и результаты моделирования температурного поля. Предложен метод теплового расчёта для инженерного проектирования таких устройств. Представлены сравнительные результаты тепловых расчётов и испытаний макетного образца.

Ключевые слова: электрорадиатор трансформаторного типа, тепловой расчёт, макетный образец, испытания.

Электрорадиаторы трансформаторного типа по сравнению с традиционными электроотопительными приборами, имеющими в качестве нагревательных элементов открытые спирали или трубчатые электронагреватели (ТЭН), имеют более высокий класс электро- и пожаробезопасности и значительно долговечнее их, хотя несколько уступают им по стоимости [1]. По сравнению с маслонаполненными электрорадиаторами, они обладают примерно одинаковыми массогабаритными показателями и стоимостью, но менее пожароопасны, более долговечны, а также имеют меньшую тепловую инерцию.

Электрорадиаторы трансформаторного типа представляют собой трансформатор с короткозамкнутым вторичным контуром—обмоткой, не имеющей ни электрической, ни тепловой изоляции. Первичная обмотка включается в сеть. ЭДС вторичного контура настолько мала (менее 2 В), что опасность поражения электрическим током отсутствует. Основная часть тепла выделяется во вторичном контуре. Для увеличения передаваемого теплового потока вторичный контур имеет весьма большую площадь поверхности.

Основными частями рассматриваемого электроотопительного устройства (рис. 1,а) являются индуктор 1 и вторичный короткозамкнутый контур, состоящий из электропроводящего листа 2 с отверстиями 3 для циркуляции воздуха. Крайя листа, изогнутого в П-образную форму, соединяются между собой посредством торцевых переходных элементов 4 и центральной трубки 5, также изготовленных из электропроводящих материалов. Каждый

The design of the transformer type radiator is presented. Features and results of the temperature field modeling are considered. The procedure of thermal calculation for engineering design of such devices is offered. Comparative results of thermal calculations and tests of the prototype are given.

Key words: transformer type radiator, thermal calculation, the prototype, the test.

элемент вторичной цепи является активным, т.е. в нем имеются внутренние тепловыделения, идущие на нагрев окружающего воздуха.

Индуктор однофазных нагревательных элементов трансформаторного типа (рис. 1,б) состоит из замкнутого шихтованного ферромагнитного сердечника 1 и первичной обмотки 2, охватывающей сердечник. Для обеспечения высокой степени электробезопасности индуктор заливается компаундом и помещается в электроизоляционный кожух. Тороидальная конструкция магнитной системы индуктора позволяет существенно уменьшить магнитное поле рассеяния и избежать стыковых соединений участков магнитопровода, а следовательно, уменьшить потери, намагничивающий ток, повысить КПД и коэффициент мощности нагревательного элемента. Первичную обмотку изготавливают из медного или алюминиевого

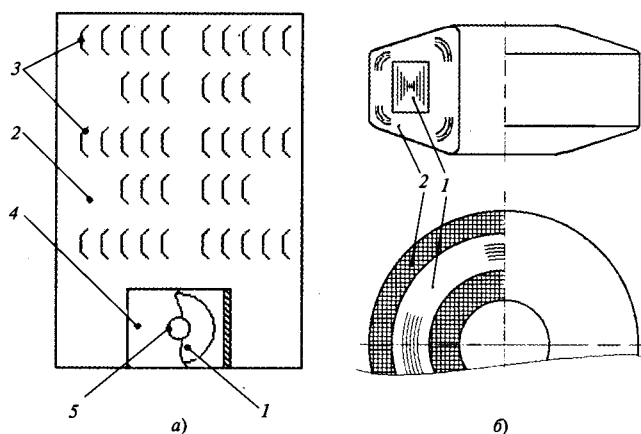


Рис. 1. Электрорадиатор трансформаторного типа (а) и тороидальный индуктор (б)

изолированного провода круглого сечения, равномерно намотанного на сердечник 1.

Одной из важных задач при проектировании электронагревательных устройств является исследование их теплового режима, включающее анализ распределения температуры и тепловых потоков в элементах устройства с целью выработки рекомендаций по выбору электромагнитных нагрузок, оптимизации конструкции и т.п.

Целью работы является моделирование температурного поля электрорадиатора трансформаторного типа, разработка рекомендаций для инженерных тепловых расчётов элементов устройства и экспериментальное подтверждение правильности расчётов.

Тепловой расчёт электрорадиатора целесообразно проводить с помощью тепловой схемы (тепловой цепи), приведённой на рис. 2,а. Полученные при этом температуры элементов конструкции должны соответствовать требованиям стандарта [2]. Условные обозначения элементов тепловой цепи сведены в табл. 1.

Срок службы рассматриваемого устройства зависит в основном от максимальных температур и класса нагревостойкости изоляционных материалов, используемых при изготовлении тороидального индуктора. Поэтому наиболее важно знание температурного поля в нём.

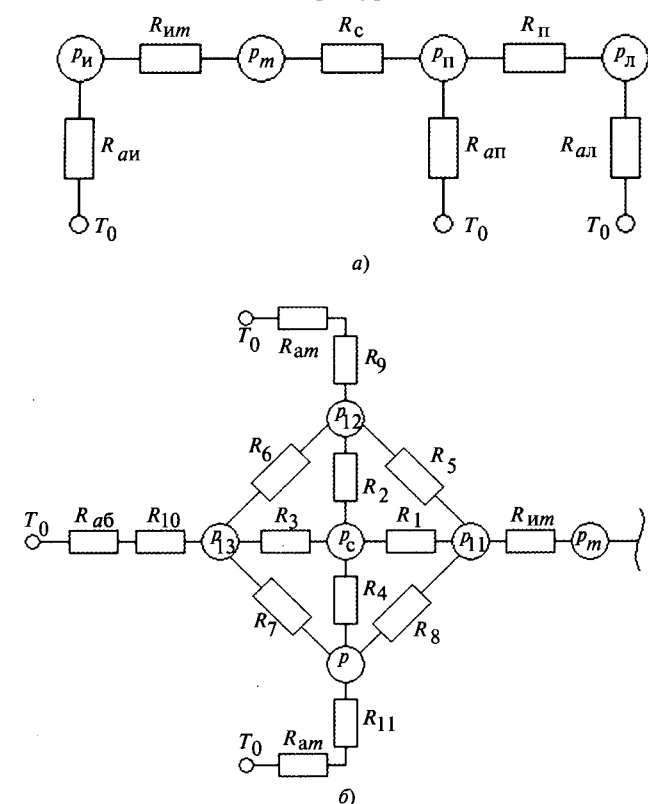


Рис. 2. Тепловые схемы (цепи) электрорадиатора (а) и индуктора (б)

Расчёт с помощью тепловой схемы (рис. 2,б) позволяет определить лишь среднемассовые температуры элементов конструкции индуктора и не даёт информации о зонах локального перегрева и о максимальной температуре. Поэтому в настоящей работе расчёт индуктора проводится численным методом конечных элементов.

Область исследования определяется исходя из особенностей конструкции индуктора и показана на рис. 3,а.

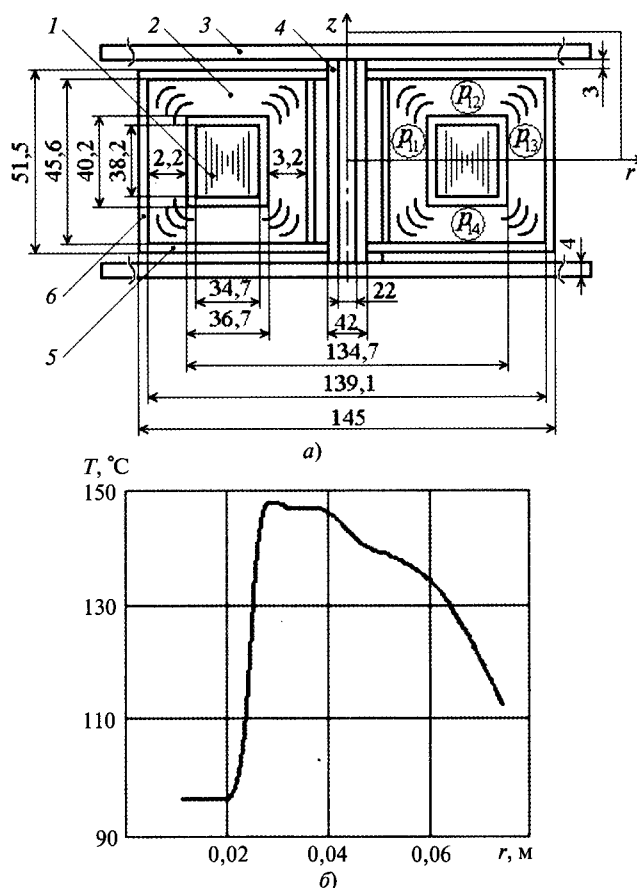


Рис. 3. Область исследования температурного поля с размерами (мм) основных элементов (а) и распределение температуры вдоль оси r при $z=0$ (б): 1 – магнитопровод; 2 – первичная обмотка; 3 – торцевые переходные элементы; 4 – центральная трубка; 5 – торцевая часть кожуха; 6 – боковая часть кожуха

Так как температуры элементов устройства максимальны в установившемся режиме работы, то целесообразно рассматривать именно этот режим, для которого температурное поле стационарно. Температурное поле рассчитывалось для элемента симметрии поперечного сечения индуктора в цилиндрической системе координат (r, z, φ) при следующих допущениях:

- 1) температурное поле осесимметрично $\partial T / \partial \varphi = 0$;
- 2) на внутренней цилиндрической поверхности центральной трубки и на поверхности,

Условные обозначения и данные для теплового расчёта

Мощности тепловыделений, Вт (объёмные мощности тепловыделений, Вт/м³)			
Элемент конструкции		Обозначение	Значение
Индуктор		$P_{и}$	33
Центральная трубка		$P_{т}$	5,2 (86,9)
Торцевой переходный элемент		$P_{п}$	17 (47,2)
Лист вторичного контура		$P_{л}$	600 (5,66·10 ⁵)
Сердечник индуктора		$P_{с}$	4 (9,76)
Первичная обмотка (рис.3,а)		p_{11}	9 (126,7)
		p_{12}, p_{14}	6,92 (126,7)
		p_{13}	6,17 (126,7)
Тепловые сопротивления теплопроводности, °С/Вт			
Область		Обозначение	Значение
Зазор между индуктором и центральной трубкой		$R_{ит}$	10,2
Вдоль центральной трубки		$R_{с}$	0,145
Торцевые переходные элементы		$R_{п}$	0,248
Изоляция между сердечником и первичной обмоткой		R_1	0,652
		R_2	0,455
		R_3, R_4	0,303
Вдоль проводников первичной обмотки		R_5, R_8	0,0823
		R_6, R_7	0,0981
Компаунд и изоляционный кожух торцевой части индуктора		R_9, R_{11}	1,12
Компаунд и изоляционный кожух боковой части индуктора		R_{10}	0,672
Тепловые сопротивления теплоотдачи, °С/Вт (коэффициенты теплоотдачи, Вт/(м²·°С))			
Поверхность	Обозначение	Значение	Степень черноты
Индуктор	$R_{си}$	3,41 (5,5)	0,93
Торцевые переходные элементы	$R_{сп}$	0,93 (6,3)	0,3
Лист вторичного контура	$R_{сл}$	0,087 (6,6)	0,3
Торцевая часть кожуха индуктора	$R_{см}$	13,2 (5,5)	0,93
Боковая часть кожуха индуктора	$R_{сб}$	7,9 (5,5)	0,93
Эквивалентные коэффициенты теплопроводности, Вт/(м·°С)			
Элемент конструкции		Значение	
Поперёк (вдоль) листов сердечника индуктора		3 (20)	
Поперёк (вдоль) проводников первичной обмотки		0,6 (350)	
Компаунд и изоляция сердечника индуктора (защитный кожух)		0,2 (0,18)	
Центральная трубка и торцевые переходные элементы		210	

соответствующей оси r (рис. 3,а), выполняют однородные граничные условия второго рода $\partial T / \partial n = 0$, где n — внешняя нормаль к границе;

3) область исследования кусочно-однородна, а коэффициенты теплопроводности материалов и мощность источников тепла не зависят от температуры;

4) главные оси анизотропии сред совпадают с осями координат r и z .

С учётом принятых допущений температурное поле описывается дифференциальным уравнением вида:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(\kappa_r \frac{\partial T}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\lambda_z \frac{\partial T}{\partial z} \right) + p_0 = 0,$$

где T – температура, °C; λ_r, λ_z – коэффициенты теплопроводности сред по осям r и z , соответственно, Вт/(м·°C); p_0 – удельная мощность источников тепла, Вт/м³.

На внешних поверхностях индуктора и вторичного контура будут выполняться граничные условия конвективной теплоотдачи в воздух и условия теплоотдачи излучением:

$$\left(\frac{\partial T}{\partial n}\right)_{\text{пов1}} = -\frac{\alpha_{\text{л}}(T_{\text{пов1}} - T_{\text{пов2}}) + \alpha_{\text{к}}(T_{\text{пов1}} - T_0)}{\lambda_n},$$

где λ_n – коэффициент теплопроводности материала на границе области в направлении нормали, Вт/(м·°C); $T_{\text{пов1}}$ – температура на граничной поверхности, °C; $T_{\text{пов2}}$ – температура поверхности, которая принимает излучение, °C; T_0 – температура воздуха на достаточном удалении от граничной поверхности, °C; $\alpha_{\text{л}}$ – коэффициент теплоотдачи излучением, Вт/(м²·°C); $\alpha_{\text{к}}$ – коэффициент конвективной теплоотдачи, Вт/(м²·°C).

В рассматриваемой области тепловое излучение происходит между всеми нагретыми поверхностями. Лист вторичного контура и торцевые переходные элементы своими внешними поверхностями излучают в открытое пространство, а внутренними сторонами обмениваются излучением с кожухом индуктора и стержнем (рис.3,а). Для упрощения рассматривается теплообмен излучением между внутренними поверхностями переходных элементов и поверхностями торцевой части кожуха индуктора, который существенно влияет на распределение температурного поля. Так же учитывается излучение с внешних поверхностей вторичного контура и торцевых переходных элементов в окружающую среду.

Коэффициенты теплоотдачи излучением (Вт/(м²·°C)) для каждого граничного элемента на каждой итерации находим по формуле [3]:

$$\alpha_{\text{л}} = \frac{5,67e_{12}}{T_{\text{пов1}} - T_{\text{пов2}}} \left[\left(\frac{T_{\text{пов1}} + 273}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_{\text{пов2}} + 273}{100} \right)^4 \right],$$

где e_{12} – приведённая степень черноты,

$$e_{12} = \left(\frac{1}{e_1} + \frac{S_1}{S_2} \left(\frac{1}{e_2} \right) \right)^{-1}.$$

Здесь e_1 – степень черноты одного из тел, участвующих в теплообмене излучением (тело для которого идёт расчёт $\alpha_{\text{л}}$); e_2 – степень черноты второго тела, участвующего в теплообмене излучением; S_1, S_2 – площади поверхностей первого и второго тел, м².

Для вычисления коэффициента теплоотдачи при естественной конвекции определён характер развития пограничного слоя возле теплоотдающих поверхностей. Расчёты показали, что режим конвективной теплоотдачи является турбулентным для поверхности листа вторичного контура и ламинарным для остальных поверхностей. Вычисления коэффициентов конвективной теплоотдачи производятся по общеизвестным формулам [3].

Ещё одно допущение, упрощающее расчёт, заключается в том, что воздушный зазор между стержнем вторичного контура и кожухом индуктора считается твёрдым слоем с эквивалентной теплопроводностью.

Эквивалентный коэффициент теплопроводности воздушного слоя (Вт/(м·°C)), который считается по допущению твёрдым слоем, определяется по формуле:

$$\lambda_{\text{эkv}} = 0,18\lambda_{\text{в}} (\text{Pr} \cdot \text{Gr})^{0,25},$$

где $\lambda_{\text{в}}$ – коэффициент теплопроводности воздуха, Вт/(м·°C); Pr – критерий Прандтля; Gr – критерий Грасгофа.

Расчёт температурного поля в индукторе производится методом конечных элементов. Так как распределение температурного поля однотипно для ряда мощностей, то рассмотрим результаты моделирования для мощности 650 Вт. Основные размеры элементов конструкции индуктора, центральной трубки и торцевых переходных элементов показаны на рис. 3,а. Значения внутренних тепловыделений (объёмных мощностей тепловыделений), а также значения коэффициентов теплопроводности элементов конструкции и степени черноты для различных поверхностей приведены в табл. 1. На рис. 3,б проиллюстрировано распределение температуры в расчётной области по оси симметрии ($z=0$).

Анализируя результаты расчёта температурного поля, можно сделать следующие выводы:

- распределение температуры в сечении нагревательного элемента трансформаторного типа крайне неравномерно; равномерное распределение температуры можно наблюдать лишь в стержне вторичного контура, а в торцевых переходных элементах вторичного контура происходит постепенное уменьшение температуры от центра элемента к краю;

- в индукторе распределение температуры неравномерное, а максимальные значения наблюдаются в источниках тепла (сердечник и внутренняя часть первичной обмотки); наи-

большой перепад температуры (до 50°C) наблюдается в зазоре между индуктором и стержнем вторичного контура;

— относительно низкая температура центральной трубки обусловлена хорошим теплоотводом в торцевые переходные элементы.

Для оценки средней температуры первичной обмотки индуктора при инженерных расчётах электрорадиаторов трансформаторного типа рекомендуется следующая методика.

Площадь поверхности охлаждения индуктора (м^2)

$$S_{\text{ол}} = \pi D_{\text{н}} B_{\text{г}} + 0,5\pi(D_{\text{н}}^2 - D_{\text{в}}^2),$$

где $D_{\text{н}}$ — наружный диаметр индуктора (кожуха), м; $B_{\text{г}}$ — высота индуктора (кожуха), м; $D_{\text{в}}$ — диаметр окна (внутренний диаметр) индуктора, м.

Средний коэффициент теплоотдачи с поверхности индуктора ($\text{Вт}/(\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C})$)

$$\alpha_{\text{и}} = 1,3 \sqrt[4]{\frac{0,92(T_{\text{р}} - T_{\text{о}})}{D_{\text{н}}}} + 10 \frac{0,92T_{\text{р}} - 85}{0,92T_{\text{р}} - 20},$$

где $T_{\text{р}}$, $T_{\text{о}}$ — рабочая температура обмотки и температура окружающей среды соответственно, $^\circ\text{C}$.

Перепад температуры на поверхности индуктора ($^\circ\text{C}$)

$$\Delta T_1 = \frac{P_{\text{и}}}{\alpha_{\text{и}} S_{\text{ол}}},$$

где $P_{\text{и}}$ — полная мощность тепловыделений в индукторе, Вт.

Перепад температуры в кожухе ($^\circ\text{C}$)

$$\Delta T_2 = \frac{1,2\delta_{\text{к}} P_{\text{и}}}{\lambda_{\text{к}} S_{\text{ол}}},$$

где $\delta_{\text{к}}$ — толщина кожуха индуктора, м; $\lambda_{\text{к}}$ — коэффициент теплопроводности материала кожуха, $\text{Вт}/(\text{м} \cdot ^\circ\text{C})$.

Эквивалентный коэффициент теплопроводности обмотки поперёк витков ($\text{Вт}/(\text{м} \cdot ^\circ\text{C})$)

$$\lambda_{\text{о}} = 0,35 \sqrt{\frac{d}{1,3d_{\text{и}} - d}},$$

где d , $d_{\text{и}}$ — диаметр неизолированного и изолированного провода соответственно, м.

Перепад температуры в обмотке ($^\circ\text{C}$)

$$\Delta T_3 = \frac{(A_{\text{в}} + A_{\text{н}}) P_{\text{и}}}{6\lambda_{\text{о}} S_{\text{ол}}},$$

где $A_{\text{в}}$, $A_{\text{н}}$ — толщина обмотки по внутреннему и наружному диаметру соответственно, м.

Средняя температура обмотки ($^\circ\text{C}$)

$$T_{\text{о.в}} = T_{\text{о}} + \Delta T_1 + \Delta T_2 + \Delta T_3.$$

Одним из основных технических требований, предъявляемых к бытовым электрорадиаторам, является максимальное значение температуры внешней поверхности корпуса [2], которая в условиях нормальной эксплуатации не должна превышать температуру окружающего воздуха более чем на 85 $^\circ\text{C}$. Исходя из гигиенических условий, температура корпуса электрорадиатора, предназначенного для дополнительного отопления жилых помещений, не должна превышать 95 $^\circ\text{C}$, а для детских и лечебных учреждений 85 $^\circ\text{C}$. Корпусом в электрорадиаторе трансформаторного типа является вторичный контур. Рассчитать его температуру можно по известным методикам [3] в следующей последовательности.

Площадь поверхности излучения корпуса (м^2)

$$S_{\text{л}} = 2(L_{\text{к}} H_{\text{к}} + L_{\text{к}} B_{\text{к}} + H_{\text{к}} B_{\text{к}}),$$

где $L_{\text{к}}$, $H_{\text{к}}$, $B_{\text{к}}$ — длина, высота и ширина корпуса соответственно, м.

Коэффициент теплоотдачи путём свободной конвекции ($\text{Вт}/(\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C})$)

$$\alpha_{\text{к}} = 1,47 \sqrt[3]{T_{\text{к}} - T_{\text{о}}},$$

где $T_{\text{к}}$ — средняя температура корпуса, $^\circ\text{C}$.

Полный средний коэффициент теплоотдачи ($\text{Вт}/(\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C})$)

$$\alpha = \alpha_{\text{к}} + \frac{S_{\text{л}}}{S_0} \alpha_{\text{л}},$$

где S_0 — полная площадь теплоотдачи корпуса, м^2 .

Средняя температура вторичного контура ($^\circ\text{C}$)

$$T_2 = T_{\text{о}} + \frac{P_2}{\alpha S_0},$$

где P_2 — мощность тепловыделений вторичного контура, Вт.

Для подтверждения правильности результатов тепловых расчётов создан макетный образец электрорадиатора трансформаторного типа мощностью 650 Вт (рис. 4,а). Кольцевой сердечник индуктора изготовлен из холоднокатаной электротехнической стали марки 3404 с

толщиной листа 0,35 мм. Первичная обмотка выполнена из медного провода марки ПЭТ-155 и имеет 524 витка. Между первичной обмоткой и магнитопроводом размещены термодатчики (термопара типа ТХК) для контроля температуры. Так же термодатчики расположены на внешней и внутренней поверхностях кольцевого индуктора. Вся конструкция заливается компаундом с высоким коэффициентом теплопроводности (табл. 1) и закрывается электроизоляционным кожухом из эпоксидного пресс-материала ВГС-Э. В центральном отверстии кожуха размещается короткозамыкающая трубка из алюминия марки АД0 (размеры трубки соответствуют рис. 3,а), которая приваривается к торцевым переходным элементам, а те, в свою очередь, к краям листа из алюминиевого сплава марки АМг5М толщиной 1 мм, являющегося тепловыделяющим корпусом с мощностью тепловыделений 600 Вт.

Измерение температуры производилось с помощью термопары (хромель-алюмель с коэффициентом термоЭДС $k = 0,041$ мВ/°С) с припаянным на конце медным диском диаметром 5 мм после прогрева электрорадиатора в течение одного часа. Показания термопар снимали вольтметром В7-22А. Результаты замеров показаны на рис. 4,б.

Проведённые испытания дали следующие результаты:

- время выхода электрорадиатора из холодного состояния на установившийся режим составило 9 мин;

- максимальная температура вторичного контура 80°С наблюдалась в зоне сварного шва между листом корпуса и переходным элементом;

- средний коэффициент теплоотдачи с поверхности листа вторичного контура составил $\alpha \approx 6$ Вт/(м²·°С) при средней температуре листа 70 °С;

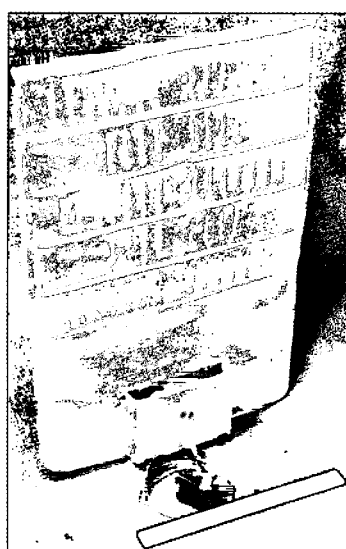
- коэффициент мощности 0,98;

- ЭДС вторичного контура составила 0,42 В, что значительно меньше допустимого по условиям безопасности напряжения прикосновения 2 В.

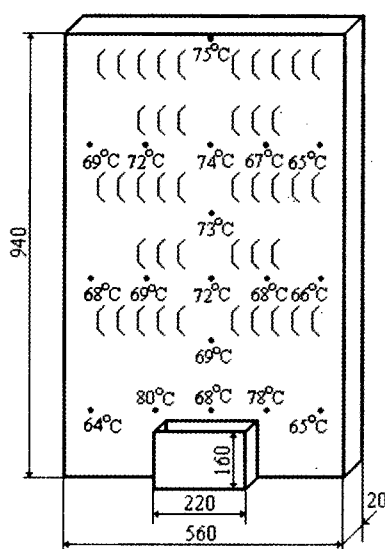
Для исследования температурного поля макетного образца применялся портативный компьютерный термограф ИРТИС-2000 (оптико-механический сканирующий инфракрасный прибор для визуализации и измерения температурных полей). На картине температурного поля (рис.4,в) видны области локального перегрева в зонах сварных швов и вентиляционных отверстий. В этих местах максимальная температура не превышает допустимое значение по условиям безопасной эксплуатации.

По результатам расчётов и испытаний макетного образца получены сравнительные данные (табл. 2).

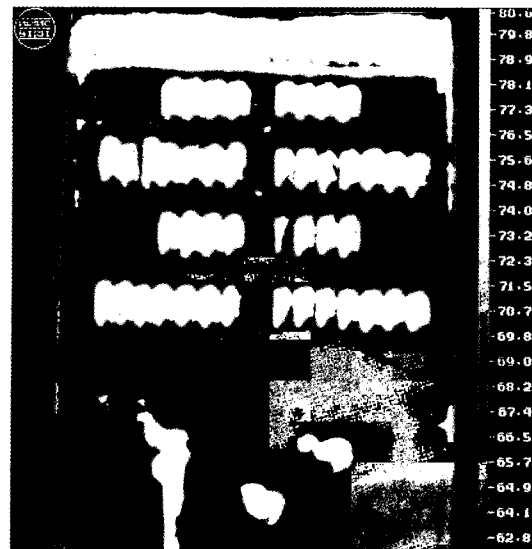
Таким образом, результаты испытаний макетного образца полностью подтвердили правильность выполненных расчётов температурного поля и адекватность разработанной инженерной методики теплового расчёта индуктора и вторичного контура с помощью схемы замещения. Предложенную методику целесо-



а)



б)



в)

Рис. 4. Макетный образец электрорадиатора трансформаторного типа (а) и результаты замера температур термопарой (б) и термографом (в)

Сравнительные результаты расчётов и эксперимента

Метод определения	Температура (максимальная), °С		
	Первичная обмотка	Магнитопровод	Вторичный контур
Расчёт теплового поля методом конечных элементов	136 (149)	140 (147)	—
Тепловой расчёт по схеме замещения	142	143	70
Эксперимент методом термопар	145	146	71 (80)
Эксперимент ИРТИС-2000	—	—	69 (79)

образно использовать для проведения тепловых расчётов при проектировании бытовых электрорадиаторов трансформаторного типа с короткозамкнутой вторичной обмоткой, играющей роль тепловыделяющего элемента.

Список литературы

1. Кузьмин В.М. Электронагревательные устройства трансформаторного типа. Владивосток: Дальнаука, 2001.
2. ГОСТ 16617-87. Электроприборы отопительные бытовые. Общие технические условия. Взамен ГОСТ 308-78, ГОСТ 16617-80, ГОСТ 18476-81. Введ. 05.10.87. М.: Изд-во стандартов, 1987.
3. Сипайлов Г.А., Санников Д.И., Жадан В.А. Тепловые, гидравлические и аэродинамические расчеты в электрических машинах: Учеб. для вузов по спец. «Электромеханика». М.: Высшая школа, 1989.

Сериков Александр Владимирович — доцент кафедры «Электромеханика» ГОУВПО «Комсомольский-на-Амуре ГТУ», канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Комсомольского-на-Амуре политехнического института в 1991 г. Защитил диссертацию по теме «Трансформаторы для установок электронагрева» в 1997 г. в Томском политехническом университете.

Герасименко Татьяна Владимировна — доцент кафедры «Электромеханика» ГОУВПО «Комсомольский-на-Амуре ГТУ», канд. техн. наук. Окончила электротехнический факультет Комсомольского-на-Амуре ГТУ в 1997 г. Защитила диссертацию по теме «Бытовые электрорадиаторы трансформаторного типа для систем электроотопления» в 2006 г.

Журнал «Электротехника» переводится на английский язык и выходит в США в издательстве «ALLERTON PRESS, INC» в полном объеме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.

Справки по тел.: (495) 697 33 35.

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

Подготовка методической базы цифровых моделей реального времени для целей релейной защиты

НУДЕЛЬМАН Г.С., ОНИСОВА О.А., НАВОЛОЧНЫЙ А.А.

Рассмотрены особенности цифрового моделирующего комплекса реального времени RTDS, позволяющие использовать его для проведения полного цикла проверки систем релейной защиты и автоматики в условиях, максимально приближённых к реальным условиям эксплуатации. Предложена структура методической базы, необходимой для эффективного выполнения таких испытаний.

Ключевые слова: релейная защита, цифровой моделирующий комплекс реального времени, испытания, методическая база, аттестация.

Современный этап развития релейной защиты и автоматики (РЗА) характеризуется значительным усложнением их программно-технических средств. Выпускаемые в настоящее время микропроцессорные терминалы сочетают в себе множество функций защиты, автоматики и управления. Многие устройства РЗА обладают программируемой логикой, позволяя изменять алгоритмы функционирования. Это обуславливает сложные функционально-логические связи как в пределах отдельного устройства, так и во всей системе релейной защиты и автоматики в целом. Необходимо отметить постоянное расширение номенклатуры выпускаемых средств РЗА, различающихся и интерфейсом «общения» с устройством, и алгоритмами реализации ряда функций.

Технические преимущества микропроцессорных устройств потенциально позволяют реализовать более совершенные алгоритмы защиты, обеспечивая уровень функциональности системы РЗА, соответствующий современному развитию электроэнергетических систем [1]. Однако отсутствие всесторонне апробированных типовых решений проектирования систем РЗА на базе современных микропроцессорных устройств, требующая уточнения и систематизации методическая база по выбору параметров срабатывания, а также недостаточно пол-

The material presented in this paper covers basic characteristics of the Real-Time Digital Simulator which presents one of the latest developments in simulation technologies for indepth testing of physical equipment such as protective relays and control systems. The methodological base structure for testing is presented.

Key words: protective relay, real time digital simulator, testing, testing technique, certification.

ный объём информации о продукции многочисленных фирм-производителей, приводят к трудностям в оптимальном выборе оборудования РЗА, а также к ошибкам при выполнении конфигурации и расчёте уставок системы РЗА.

Сложившаяся ситуация требует пересмотра процедуры проведения аттестационных испытаний устройств РЗА, изменения подхода к проектированию систем релейной защиты и автоматики.

При проведении аттестационных испытаний, разработке методической базы расчёта параметров срабатывания микропроцессорных устройств РЗА, а для ответственных объектов также при выборе состава защит и типа устанавливаемого оборудования РЗА, расчёте параметров срабатывания становится не только оправдано, но и необходимо использование специализированных комплексов, позволяющих осуществлять натурные испытания устройств РЗА в условиях, максимально близких к условиям в реальных электроэнергетических системах.

Для этих целей во всех ведущих энергосистемах мира широко применяется программно-аппаратный комплекс RTDS (Real Time Digital Simulator — цифровой моделирующий комплекс реального времени) канадской фирмы «RTDS Technologies Inc» [2]. Комплекс RTDS позволяет провести полный цикл про-

верки системы РЗА на базе цифровой динамической модели электроэнергетического объекта, работающей в режиме реального времени.

На рис. 1 в обобщённом виде показан состав комплекса RTDS, а также схема взаимодействия составляющих его компонентов и внешнего оборудования при проведении испытаний.

Создание и изменение параметров цифровой модели, управление процессом моделирования в режиме реального времени, наблюдение результатов моделирования осуществляются с использованием любого из подключенных к комплексу RTDS персональных компьютеров. Решение уравнений, описывающих моделируемую схему, выполняется специализированными аппаратными средствами комплекса. Рассчитанные значения параметров режима при использовании аналоговых выходов RTDS, а также внешней усилительной системы, могут быть поданы на аналоговые входы реальных устройств РЗА. Реакция внешних устройств также может быть использована в работе моделируемой системы. Помимо этого возможен обмен информацией с устройствами релейной защиты и автоматики в соответствии с протоколами МЭК-61850 и DNP3. Указанные возможности позволяют выполнять испытания системы РЗА объекта в сложных схемно-режимных ситуациях с учётом влияния испытываемых и виртуальных устройств РЗА на характер моделируемых процессов.

Аппаратная часть комплекса представляет собой многопроцессорную систему параллельной обработки данных, обеспечивающую выполнение моделирования в режиме так называемого жёсткого реального времени.

Задачи испытаний реальных устройств РЗА обуславливают высокие требования к алгоритмам цифрового моделирования, что связано с повышенной степенью детализации представления расчётной модели, а также необходимостью адекватного отражения не только стационарных, но и динамических переходных процессов. Применяемые в программно-аппаратном комплексе RTDS алгоритмы цифрового моделирования основаны на высокоэффективных вычислительных методах, известных под названием EMTP (ElectroMagnetic Transients Program). EMTP-алгоритмы, основанные на работах профессора Г. Доммеля (Herman W. Dommel), дают устойчивое и точное решение уравнений как электромеханических («медленных»), так и электромагнитных («быстрых») переходных процессов в больших электроэнергетических системах сложной конфигурации [3]. Алгоритмы позволяют учитывать распределённый характер параметров и нелинейные характеристики элементов, зависимости параметров элементов от частоты. Шаг моделирования составляет 10–50 мкс.

Обобщённый алгоритм процесса моделирования с использованием программно-аппаратного комплекса RTDS приведён на рис. 2.

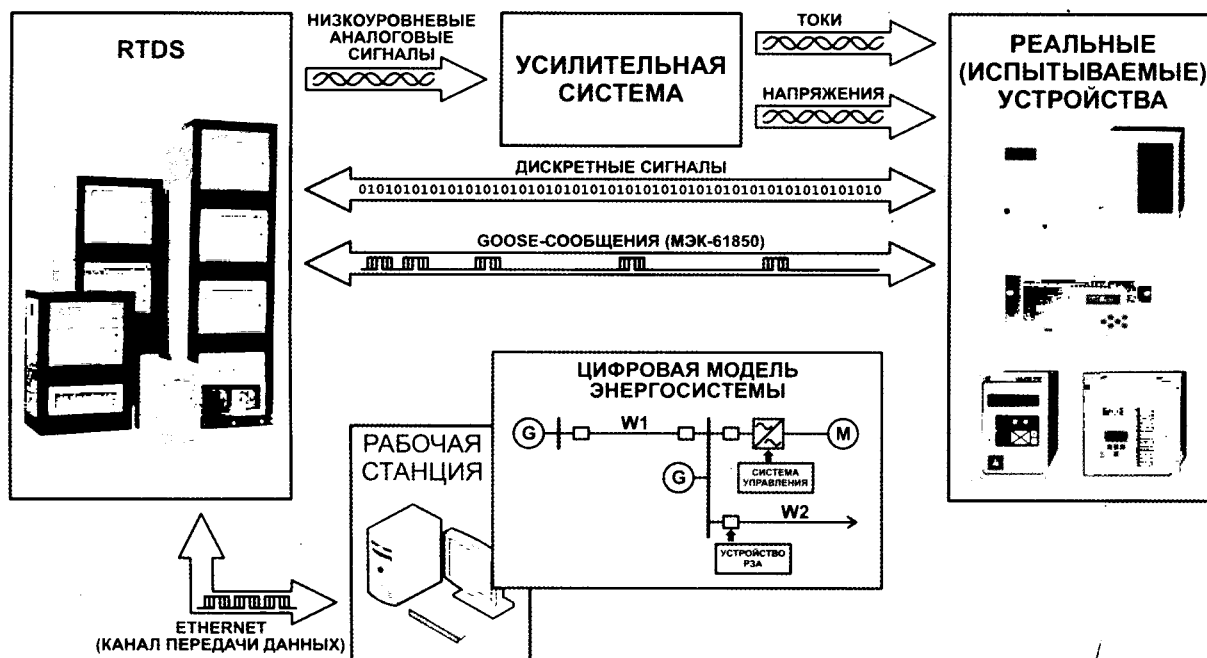


Рис. 1. Схема взаимодействия компонентов комплекса RTDS и внешнего оборудования

На первом этапе процесса моделирования выполняется расчёт установившегося режима (функция Power Flow). Далее осуществляется динамическое балансирование режима в соответствии с внешними воздействиями (возмущениями). Результаты моделирования могут выводиться в форме показаний виртуальных измерительных приборов или в виде графических зависимостей.

Основные особенности проведения проверки реального оборудования:

- всестороннее исследование поведения устройств во всех возможных аномальных режимах, повреждениях и авариях;

- учёт как электромеханических, так и электромагнитных переходных процессов (в том числе, во вторичных цепях), а также насыщения трансформаторов тока;

- возможность обмена данными с внешними устройствами по протоколам МЭК-61850 и DNP3;

- учёт влияния действий испытуемых и виртуальных устройств релейной защиты, режимной и противоаварийной автоматики на характер моделируемых процессов.

Эффективное решение задачи испытаний системы РЗА требует разработки соответствующей методической базы, включающей в себя не только процедуру проведения испытаний, но и целый набор связанных с ними баз данных. В частности, на основе цифровых моделей комплекса RTDS могут быть сформированы:

1. Библиотека тестовых моделей.

Должны быть разработаны стандартизированные тестовые модели, ориентированные на проведение испытаний определённого класса устройств РЗА. В качестве примера на рис. 3 приведены тестовые модели для испытаний устройств защит объектов 500 кВ. Подобный подход используется при проведении сертификационных испытаний за рубежом [4].

Испытания устройств могут быть проведены и с использованием цифровых моделей конкретных объектов.

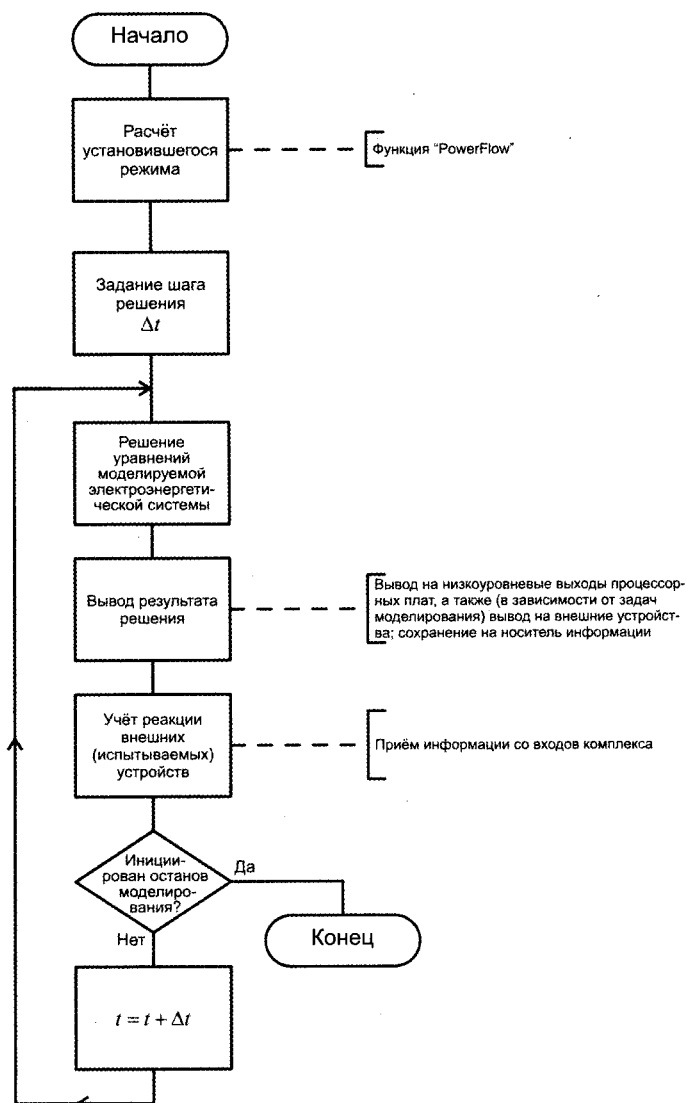


Рис. 2. Общий алгоритм моделирования с использованием комплекса RTDS

2. База данных параметров оборудования.

С целью оперативного создания расчётных моделей, а также обеспечения адекватности этих моделей их реальным прообразам, целесообразно создание и постоянная актуализация базы данных параметров оборудования, используемого как в России, так и в зарубежных энергосистемах.

Библиотека стандартных элементов комплекса RTDS включает достаточно широкий набор моделей от простейших пассивных элементов до сложных систем управления, регулирования и защиты: резисторы, ёмкости, индуктивности; источники тока и напряжения; линии электропередач (модели линий с сосредоточенными и с распределёнными параметрами, возможность учёта зависимости параметров модели от частоты); двух- и трёхобмоточные трансформаторы (с возможностью учёта

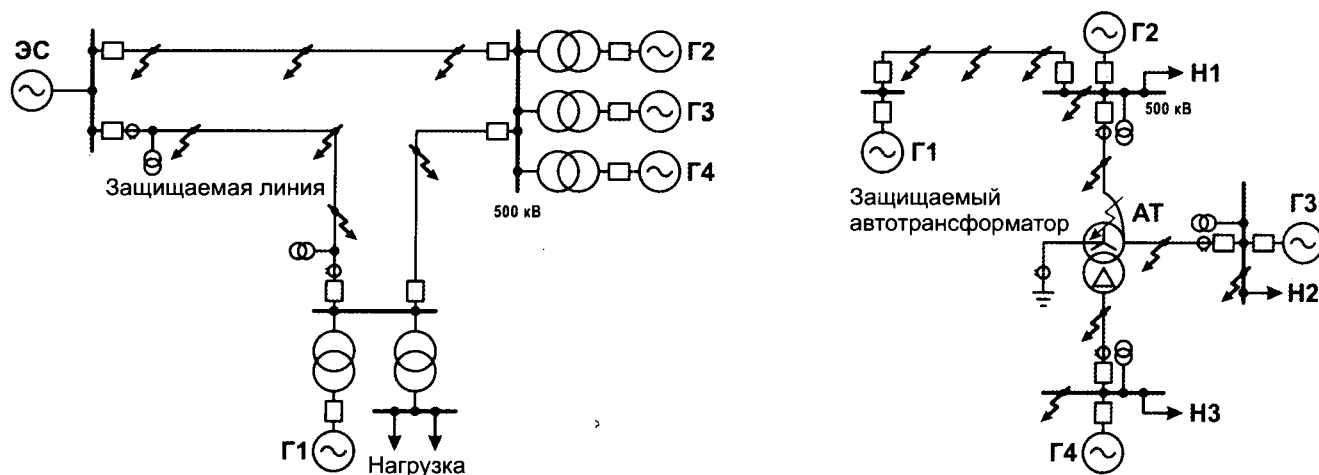


Рис. 3. Примеры тестовых моделей для испытаний устройств защит объектов 500 кВ

процессов насыщения); синхронные и асинхронные машины, машины постоянного тока; системы возбуждения, турбины, системы автоматического регулирования скорости; устройства на современной силовой полупроводниковой базе (гибкие системы передачи переменного тока — FACTS, вставки постоянного тока — HVDC, статические тиристорные компенсаторы — SVC); измерительные трансформаторы тока и напряжения (с возможностью учёта процессов насыщения); устройства измерения и управления, элементы логики. Реализованные в комплексе RTDS модели отвечают требованиям исследований как «быстрых», так и длительных переходных процессов в электроэнергетических системах, благодаря чему обеспечивается полноценная проверка реальных устройств РЗА. При необходимости более детального описания конкретных процессов при решении узкоспециализированных задач возможно создание собственных моделей элементов.

3. Библиотека режимов.

Для тестовых схем должны быть разработаны программы испытаний устройств РЗА, определяющие совокупность начальных условий и схемно-режимных ситуаций, необходимых для проверки определённого класса устройств РЗА.

Реализованные в программно-аппаратном комплексе RTDS алгоритмы цифрового моделирования и особенности моделей элементов позволяют выполнять исследование следующих основных схемно-режимных ситуаций:

- установившихся симметричных и несимметричных режимов;

- переходных процессов (электромагнитных и электромеханических) при симметричных и несимметричных замыканиях; действии устройств автоматического повторного включения (трёхфазного или однофазного), автоматического включения резерва и другого рода коммутациях в электрической сети; изменении режимов работы оборудования; синхронных качаниях и асинхронных режимах;

- режимов с каскадным развитием аварийного процесса (при многократных нарушениях устойчивости, «опрокидывании» нагрузки и т.д.).

4. Библиотека осциллограмм «реальных» процессов.

Зарегистрированные цифровыми регистраторами аварийных процессов осциллограммы позволяют «воспроизвести» при испытаниях устройств защиты уникальные аномальные режимы, повреждения и аварии, произошедшие в реальных энергосистемах. Кроме того, с помощью таких осциллограмм могут быть уточнены характеристики отдельных объектов энергосистем, что способствует актуализации базы данных параметров оборудования.

Выводы

1. С использованием программно-аппаратного комплекса RTDS могут быть проведены испытания как отдельных устройств, так и систем РЗА в условиях, электрически максимально приближенных к тем, которые имеют место в реальных энергосистемах.

2. Эффективное решение задач испытаний системы РЗА на базе цифровых моделей комплекса RTDS требует разработки соответствующей методической базы, включающей биб-

лиотеку тестовых моделей, базу данных характеристик оборудования энергосистемы, библиотеку режимов и библиотеку осциллограмм «реальных» процессов.

3. По результатам проведения полного цикла проверки могут быть даны рекомендации по возможности применения конкретных устройств РЗА в электроэнергетической системе, сформулированы предложения по совершенствованию алгоритмов функционирования этих устройств и настройке параметров их срабатывания.

Список литературы

1. Закончек Я.В., Нудельман Г.С. И все-таки цифровая... Ч. 1. Новые возможности и характеристики // Релейщик. 2009. №3. С. 36–40.
2. Real Time Digital Simulation for the Power Industry [Цифровое моделирование в режиме реального времени для энергетики; материалы фирмы-производителя программно-аппаратного комплекса RTDS] // RTDS Technologies Inc., Winnipeg, Manitoba Canada, 2009.

3. Dommel, H.W., EMTP Theory Book, Microtran Power System Analysis Corporation, 4689 W. 12th. Avenue, Vancouver, B.C. V6R 2R7, Canada, 2nd. edition, May 1992.

4. Нудельман Г.С., Закончек Я.В. О расчете и выборе параметров срабатывания устройств РЗА различных производителей // Энергетик. 2008. № 11. С. 21–23.

Нудельман Года Семёнович — председатель совета директоров ВНИИР, заведующий кафедрой ТОЭ и РЗА ЧГУ, канд. техн. наук. Окончил энергетический факультет Новочеркасского политехнического института в 1960 г. Защитил диссертацию по теме «Токовая направленная защита нулевой последовательности с повышенной эффективностью функционирования для линий электропередачи высокого напряжения» в 1983 г.

Онисова Ольга Александровна — научный сотрудник ОАО «ВНИИР». Окончила электроэнергетический факультет Вологодского ГТУ в 2004 г.

Наволочный Александр Альбертович — ведущий научный сотрудник ОАО «ВНИИР», канд. техн. наук, доцент. Окончил электроэнергетический факультет Вологодского политехнического института в 1998 г. Защитил диссертацию в 2002 г.

Обоснование требований к селективности релейной защиты судовых электроэнергетических систем

КАЛЯБИН Ю.В., ГУСЕВ В.Е., БОЧКАРЁВ В.Н.

Рассмотрены условия допустимости неселективного срабатывания максимально-токовой защиты с целью минимизации суммарного — прямого и косвенного ущерба от КЗ в судовых электроэнергетических системах. Сформулирована «игровая» задача принятия решения о введении селективной уставки по времени срабатывания максимально-токовой защиты питающего присоединения.

Ключевые слова: судовые электроэнергетические системы, селективность, релейная защита.

Для широко распространённых в судовых электроэнергетических системах (СЭС) максимально-токовых защит (МТЗ) выбор селективных уставок по времени срабатывания осуществляется из условия:

$$t_{с.з}^{(n)} \geq t_{с.з}^{(n-1)} + \Delta_{с.} \quad (1)$$

Иногда соблюдение условия (1) невозможно или нецелесообразно по следующим, например, причинам:

— недостаточная предельная коммутационная способность некоторых выключателей вы-

Conditions of an admissibility of not selective operation over current protection for the purpose of minimization total — a direct and indirect damage from short circuit in ship power systems are considered. «The game» problem of decision-making on introduction selective set operating time over current protection of feeder is formulated.

Key words: ship power systems, selectivity, relay protection.

нуждает применить в качестве вышестоящего не селективный, а токоограничивающий выключатель или предохранитель (отключение «поддержкой») [1];

— по той же причине в мощных СЭС в качестве межсекционного ставится токоограничивающий выключатель, чем уменьшается число селективных ступеней защиты в цепях главного тока;

— для облегчения самозапуска после КЗ ответственных потребителей неотчетливые потребители отключаются неселективно-нулевой защитой магнитных пускателей за время

0,04–0,06 с при провалах напряжения при КЗ;

– селективность действия защиты необязательна на обесточенных фидерах, при отключении отдельных потребителей из группы, работающих в одном технологическом процессе, а также для потребителей, автоматически переключающихся на резервный источник при исчезновении питания;

– для обеспечения «дальнего» резервирования отказов защиты и выключателей при КЗ на питаемых присоединениях фактически «планируется» неселективное срабатывание защиты питающих присоединений;

– принятие мер по обеспечению успешного АПВ [2, 3] позволяет исключить и ущерб от недоотпуска электроэнергии неселективно-отключённым потребителям, и уменьшить прямой ущерб.

Необходимо, очевидно, оценить насколько эффективно в сравнении с быстродействием обеспечение селективности для решения основной задачи релейной защиты – минимизации ущерба, наносимого КЗ электрооборудованию, энергосистеме и судну в целом.

Оценка вероятности непредусмотренных, ложных отключений питания потребителей за заданный период времени эксплуатации производится по следующей формуле:

$$q_{\text{л.с}} = \sum_1^K q_i + n q_{\text{КЗ}} q_{\text{с}}, \quad (2)$$

где n – количество питаемых присоединений, при возникновении КЗ на которых с вероятностью $q_{\text{КЗ}}$ на каждом, защита питающего присоединения может сработать неселективно с вероятностью $q_{\text{с}}$, вычисляемой по формуле [4]

$$q_{\text{с}} = 1 - P_{\text{с}} = 1 - \Phi \left[\frac{t_{\text{с.з}}^{(n)} - t_{\text{с.з}}^{(n-1)}}{\sqrt{\sigma_n^2 + \sigma_{n-1}^2}} \right]. \quad (3)$$

Первое слагаемое в (2), представляет собой сумму вероятностей отключений потребителя по всем другим K причинам и, согласно [5], на 1–2 порядка больше второго слагаемого. Задавшись $q_{\text{с}} = \frac{1}{n} \approx 0,1$ – достаточно высокой

вероятностью неселективных срабатываний, будем иметь увеличение $q_{\text{л.с}}$ по (2) не более 1%, что в пределах точности расчётов. Зато согласно (3), как показывают расчёты, время срабатывания защиты генератора при 3 ступенях селективности может быть снижено на

30–40%, что существенно уменьшает и прямой ущерб (от повреждения оборудования дугой КЗ) и косвенный ущерб от недоотпуска электроэнергии (за счёт сокращения времени ремонта и восстановления питания).

Ущерб от КЗ определяется двумя слагаемыми:

$$Y = f_1(P_{\text{КЗ}} t_{\text{с.з}}) + f_2(P_{\text{от}} T_{\text{в}}), \quad (4)$$

где f_1 – определяет степень повреждения электрооборудования тепловым действием дуги КЗ мощностью $P_{\text{КЗ}} = U_{\text{д}} I_{\text{д}}$ за время действия защиты $t_{\text{с.з}}$, и, соответственно, время $T_{\text{в}}$ и затраты на ремонт или замену повреждённого оборудования и ремонт помещений; f_2 – определяет значение недоотпуска электроэнергии отключённым при КЗ потребителям мощностью $P_{\text{от}}$ за время восстановления их питания

$$T_{\text{в}} = f_3(P_{\text{КЗ}} t_{\text{с.з}}). \quad (5)$$

С учётом зависимости

$$P_{\text{от}} = \text{sign}(t_{\text{с.з}}) = \begin{cases} P^{(n-1)}; & t_{\text{с.з}}^{(n)} > t_{\text{с.з}}^{(n-1)} + \Delta_{\text{с}}; \\ P^{(n)}; & t_{\text{с.з}}^{(n)} = t_{\text{с.з}}^{(n-1)}, \end{cases}$$

а также расчётных и экспериментальных данных по длительности ремонта после КЗ – (5) [5] можно вычислить ориентировочные значения ущерба по (4) при селективном с $t_{\text{с.з}}^{(n)}$, или неселективном с $t_{\text{с.з}}^{(n-1)}$ срабатывании МТЗ на конкретном участке СЭС, например, фидере группового щита (ГЩ).

Значения ущерба заносятся в платёжную матрицу (таблица) игровой задачи «2×2» из класса стохастических игр с «природой», решая которую проектант системы защиты выбирает из двух стратегий (С): использовать уставку $t_{\text{с.з}}^{(n)}$ или $t_{\text{с.з}}^{(n-1)}$ в защите питающего ГЩ присоединения, а «природа» (П) задана вероятностями возникновения КЗ «в зоне» $q^{(n)}$, или «вне зоны» $1 - q^{(n)}$.

Платёжная матрица игровой задачи

С	П	
	$q^{(n)}$ «в зоне»	$1 - q^{(n)}$ «вне зоны»
$t_{\text{с.з}}^{(n)}$	Y_{11}	Y_{12}
$t_{\text{с.з}}^{(n-1)}$	Y_{21}	Y_{22}

Сравнив значения среднего ущерба по строкам матрицы, т. е. при селективной $t_{\text{с.з}}^{(n)}$ и

неселективной $t_{с.з}^{(n-1)}$ работе защиты, проектант выбирает ту уставку, которая обеспечивает меньшее значение среднего ущерба, а не по условию (1). Придав защите адаптивные свойства [6], можно автоматически устанавливать селективную уставку $t_{с.з}^{(n)}$ на загруженных до момента КЗ фидерах и автоматически вывести её до $t_{с.з}^{(n-1)}$ или даже до нуля на обесточенных, так как при неработающих потребителях селективность защиты не требуется. Поскольку количество фидеров и продолжительность нахождения их в обесточенном состоянии достаточно велики (это потребители, работающие только при швартовке, стоянке, пожаре, затоплении отсека, это перемины между ГРЩ разных электростанций и т.п.) эффективность такой самонастройки весьма высока. Она реализована в поставляемых на флот МТЗ типа КМТЗ-50М (ТУ16.523.421-80) для сетей переменного тока и КМТЗ-00М (ТУ16.523.422-80) для сетей постоянного тока.

Список литературы

1. Калязин Е.А., Рокотян Ю.В., Филимонов В.Д., Игнатьев Л.Л. Электрическая защита судового электрооборудования // Судостроение. 1983.
 2. А.с. №288105 СССР. Устройство управления автоматическими выключателями электrorаспределительной сети с односторонним питанием / В.Н.Бочкарев, Д.В.Вилесов // БИ. 1970. №36.
 3. Бочкарев В.Н., Соловьев И.А., Никитин В.А., Могилев Г.П. Максимальная токовая защита с селективным АПВ // Со-временная релейная защита электроэнергетических объектов: Материалы Всесоюзной научно-технической конференции. Че-боксары, 1991. С. 36–37.
 4. Меллер К.Ю. Статистический расчет выдержек времени релейной защиты // Электричество. 1970. №6. С. 27–29.
 5. РД5Р.6125-95. Судовые электроэнергетические системы. Методы расчетов структурной надежности.
 6. А.с. №489174 СССР. Способ самонастройки защит с от-носительной селективностью / В.Н.Бочкарев, Д.В.Вилесов // БИ. 1975. №39.
- Калябин Юрий Владимирович** — аспирант кафедры ТОЭ и РЗА Чувашского ГУ им. И.Н. Ульянова (ЧГУ). Окончил магистратуру ЧГУ по направлению «элек-тротехника, электромеханика и электротехнологии» в 2007 г.
- Гусев Валерий Евгеньевич** — заведующий отделом уст-ройств защиты и автоматики ООО «ВНИИР-Про-гресс». Окончил магистратуру Чувашского ГУ им. И.Н. Ульянова по направлению «электротехника, электромеханика и электротехнологии» в 2005 г.
- Бочкарев Вадим Наркисович** — заведующий отделом ОАО «ВНИИР», канд. техн. наук. Окончил энерге-тический факультет Уральского политехнического института (г. Свердловск) в 1961 г. Защитил диссер-тацию по теме «Повышение эффективности токо-вых защит от КЗ в судовых электроэнергетических системах» в ЛКИ в 1989 г.

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 разме-щена на сайте РУНЭБ (www.elibrary.ru). Журнал распространяется по подписке. Отдельные номера можно приобрести в редакции журнала.

УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ, РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ И ЗАЩИТЫ

Распознавание сигналов локационного зондирования в высокочастотном тракте линии электропередачи методом спектрального анализа

МИНУЛЛИН Р.Г., ЛУКИН Э.И., ХАКИМЗЯНОВ Э.Ф., ВЕДЕРНИКОВ С.Г., ЛАВРЕНТЬЕВ И.С.

Решена проблема выделения импульсных сигналов локационного зондирования на фоне технологических сигналов систем телемеханики, релейной защиты и связи, которые передаются по высокочастотным каналам линий электропередачи. Приведены экспериментальные данные, иллюстрирующие эту процедуру.

Ключевые слова: линии электропередачи, высокочастотный канал, локационное зондирование, помехи, спектральный анализ, выделение сигнала.

Локационное зондирование действующих линий электропередачи (ЛЭП) напряжением 35 кВ и выше затруднено из-за наличия в тракте высокочастотных (ВЧ) сигналов технологической информации, создаваемых аппаратурой телемеханики, релейной защиты и связи¹. Эти сигналы маскируют отражения сигналов локационного зондирования, которые без соответствующей обработки сложно выделить на их фоне.

Одним из таких методов обработки является применение спектрального анализа к сигналам локационного зондирования и сигналам технологической информации. Они имеют различные частотные спектры, так как сигналы локационного зондирования являются широкополосными, а сигналы технологической информации — узкополосными. Эту особенность сигналов можно использовать для их разделения и последующего выделения.

Предварительно были изучены особенности сигналов, отражённых от неоднородностей линий электропередачи.

Для исследований была выбрана линия электропередачи средней сложности по кон-

The problem of pulse signals extraction of location probing among the technological signals of telemechanics, relaying and the communication which transferred on high-frequency wires of power lines channels is decided. The experimental data, illustrating this procedure, are resulted.

Key words: transmission line, high-frequency channels, location probing, disturbance, frequency analysis, signal extraction.

фигурации напряжением 110 кВ длиной 70500 м с высокочастотным обходом, проходящая через подстанции «Кутлу Букаш», «Рыбная Слобода» и «Камская». Условная схема ЛЭП представлена на рис. 1,а. Использовались фильтры присоединения (ФП) типа ФПМ 6400 (полоса пропускания 51–1000 кГц) с конденсатором связи (КС) СМП 66√3–6400 и заградительными фильтрами (ВЗ) ЗВС-200 (полоса пропускания 160–1000 кГц). Длительность зондирующих импульсов рефлектометра РЕЙС-205 менялась от 2 до 12 мкс с шагом 2 мкс.

Полученные рефлектограммы представлены в левой колонке на рис. 1,б–ж. Так как в масштабе, выбранном для этих рефлектограмм, отражённые в точках Б и В сигналы по амплитуде весьма малы, то была выполнена «растяжка» этих сигналов по вертикали и горизонтали (правые колонки на рис. 1,б–ж). При этом отражённые сигналы имеют колебательный характер, что является результатом реакции заградительного фильтра и фильтра присоединения. Согласно рис. 1, зондирующие и отражённые импульсы свободно проходят в тракте ЛЭП через фильтры присоединения, находящиеся на промежуточной подстанции «Рыбная Слобода», имеют при этом достаточную амплитуду и при соответствующем усиле-

¹ Минуллин Р.Г., Фардиев И.Ш. Локационная диагностика воздушных линий электропередачи. Казань: Казан. гос. энерг. ун-т, 2008.

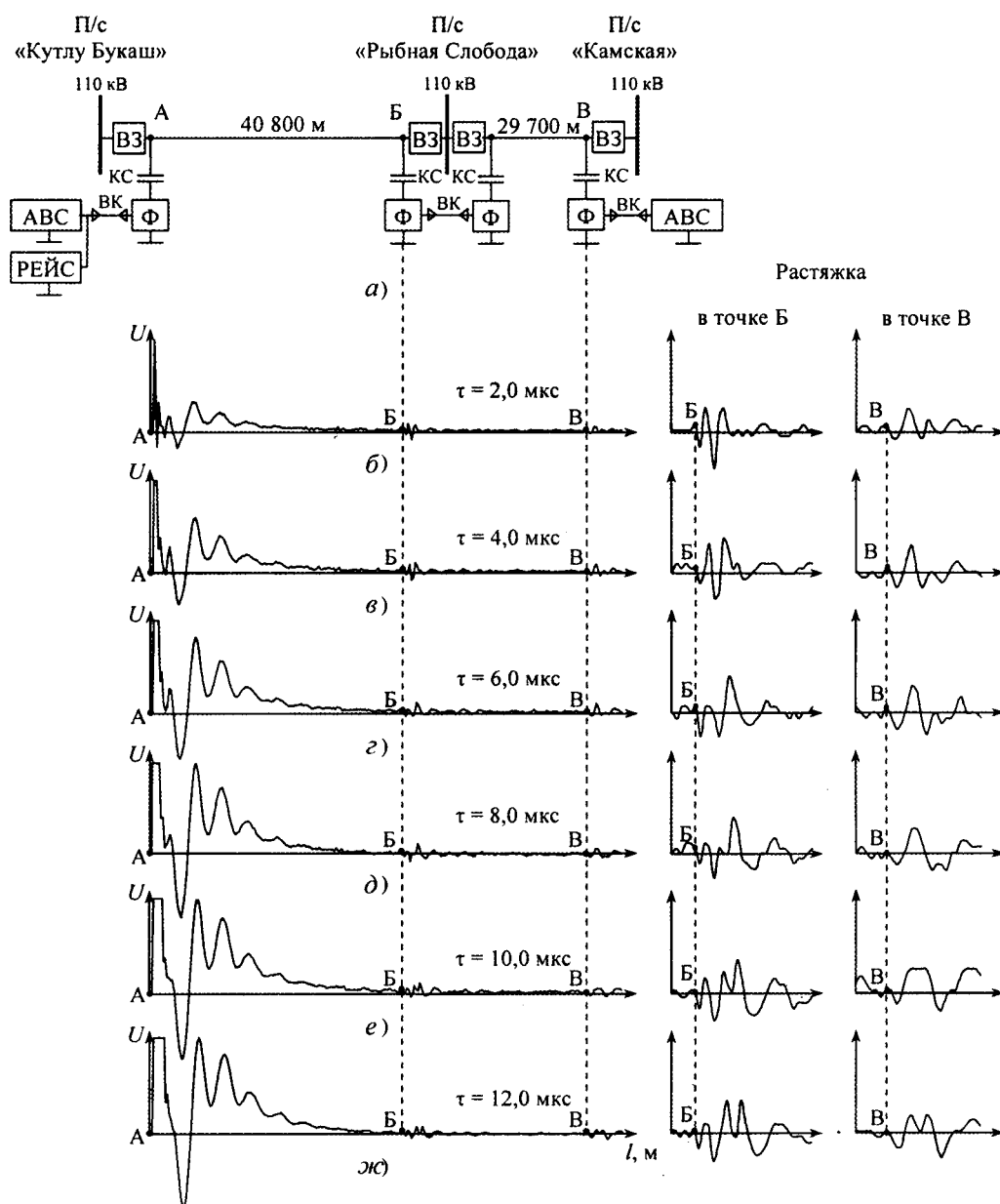


Рис. 1. Рефлектограммы, снятые при локационном зондировании воздушной линии 110 кВ длиной 70 500 м между подстанциями «Кутлу Букаш», «Рыбная Слобода» и «Камская» импульсами с разной длительностью [22.07.2009]

нии явно и однозначно обнаруживаются на рефлектограммах в точках *Б* и *В*.

Как видно на рис. 1, б, в, для данной линии с определённой длиной и конфигурацией наиболее оптимальными являются зондирующие импульсы длительностью около 4 мкс. В приведённом случае амплитуды отражённых сигналов имеют наибольшее значение, и при этом отчётливо выделяются отрицательные всплески (первая полуволна колебательного процесса в точках *Б* и *В*), обусловленные отражением от ВЧ заградителей.

Основные исследования проводились на действующей линии электропередачи 110 кВ длиной 29700 м, соединяющей подстанции

«Рыбная Слобода» и «Камская» и имеющей высокочастотную (ВЧ) обработку. Схема линии приведена на рис. 2, а. Передатчики аппаратуры телемеханики АВС, работающие на частотах 894 и 938 кГц при полосе пропускания 4 кГц с амплитудой сигнала 8 В, при данных измерениях были выключены.

Локационное зондирование осуществлялось с помощью рефлектометра РЕЙС-205 импульсами треугольной формы амплитудой 22 В и с меняющейся длительностью τ от 1 до 11 мкс с шагом в 2 мкс, соответствующие рефлектограммы представлены на рис. 2, б–ж. Каждая рефлектограмма сопровождается частотным спектром, полученным при разложении в ряд

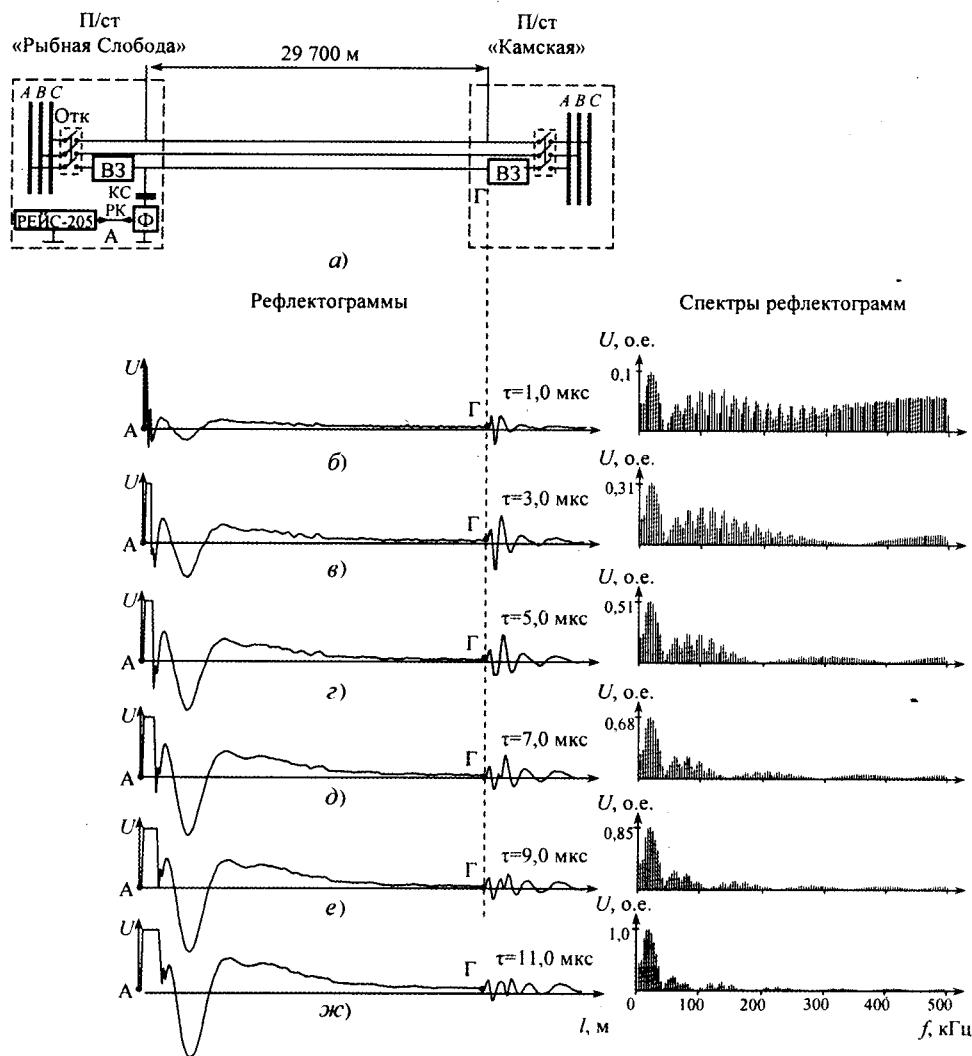


Рис. 2. Рефлектограммы (левая колонка), снятые при локационном зондировании воздушной линии 110 кВ длиной 29 700 м между подстанциями «Рыбная Слобода» и «Камская» с разной длительностью зондирующего импульса, и соответствующие им спектрограммы (правая колонка), передатчики АВС выключены [22.07.2009]

Фурье импульсов локационного зондирования, отражённых от ВЧ заграждающего фильтра в точке Г (правая колонка на рис. 2). На рис. 2,б–ж видно, что с увеличением длительности зондирующего импульса амплитуда высокочастотных гармоник уменьшается, и основная масса энергии импульса сосредотачивается в области первого лепестка частотного спектра, т.е. в пределах низкочастотной области спектра (0–1/τ).

На всех рефлектограммах рис. 2,б–ж в точке А хорошо виден зондирующий импульс с увеличивающейся длительностью (на приведённых рефлектограммах треугольный импульс имеет трапецеидальную форму, так как верхняя часть импульса искусственно «срезана» из-за экономии по вертикали места на графиках). Зондирующий импульс в точке А сопровождается сигналом колебательного ха-

рактера, у которого основная отрицательная полуволна соответствует примерно частоте 40 кГц.

Отражённый в конце линии в точке Г импульс имеет положительную полярность и так же сопровождается сигналом колебательного характера с частотой примерно 150 кГц. Этот сигнал, по-видимому, является суммой сигналов, отражённых от заградительного фильтра и фильтра присоединения в конце линии в точке Г.

Сопоставление рефлектограмм рис. 2,б–ж показывает, что при τ=3,0 мкс колебания отражённого сигнала в точке Г достигают наибольшей амплитуды. Таким образом, для ЛЭП данной длины и данной конфигурации оптимальная длительность зондирующего импульса равна примерно 3 мкс.

Кроме того, видно, что с увеличением длительности импульса увеличивается амплитуда

сигналов, сопровождающих зондирующий импульс, в начале рефлектограммы. Наличие этих сигналов на рефлектограмме может мешать обнаружению отражённых импульсов в случае повреждений, находящихся на небольших расстояниях от начала ЛЭП.

На рис. 3 приведена спектрограмма зондирующего импульса рефлектометра РЕЙС-205 при $\tau=2,0$ мкс и периоде зондирования $T=128$ мкс.

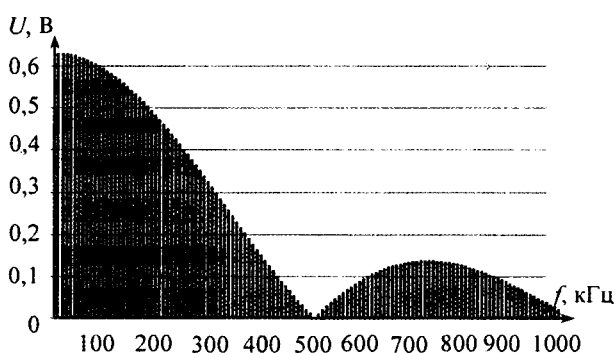


Рис. 3. Спектрограмма зондирующих импульсов рефлектометра РЕЙС-205 ($\tau=2,0$ мкс, $T=128$ мкс)

На рис. 4 показана спектрограмма сигналов передатчиков АВС с большой (передатчик в точке А) и малой (передатчик в точке Г) амплитудой в тракте ЛЭП, снятая с помощью измерительного комплекса РЕТОМ-ВЧ.

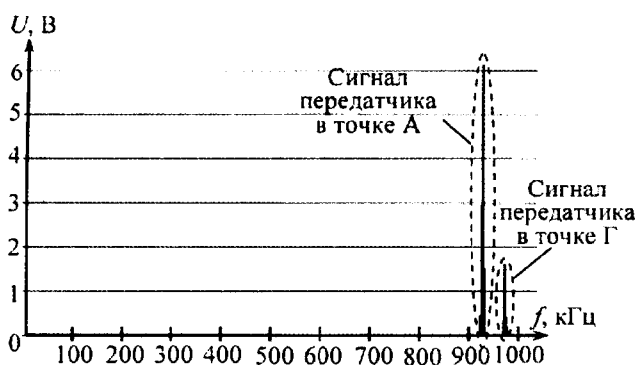


Рис. 4. Панорама сигналов на ЛЭП 110 кВ «Рыбная Слобода – Камская» (аппаратура ВЧ связи с рабочими частотами 894 кГц, 938 кГц)

Соотношение амплитуды несущей сигнала передатчика АВС на частоте 894 кГц, находящегося в точке А, и амплитуды 115-й гармоники импульса рефлектометра, соответствующей этой частоте, составляет 40/1. Соотношение амплитуды несущей сигнала передатчика на частоте 938 кГц, находящегося в точке Г, и амплитуды 120-й гармоники импульса рефлектометра, соответствующей этой частоте, составляет 20/1. Анализируя эти соотношения можно сделать вывод, что влияние импульса

рефлектометра РЕЙС-205, как помехи для приёма-передающего канала АВС, практически отсутствует, так как энергия импульса рефлектометра, попадающая в приёмный канал, имеющий полосу пропускания 4 кГц, ничтожна мала. Это заключение относится к обоим приёмным устройствам аппаратуры АВС, находящимся в точках А и Г.

Таким образом, при сопоставлении рис. 3 и 4 хорошо видны различия в спектрограммах широкополосного зондирующего импульса рефлектометра и узкополосных сигналов передатчика АВС. Эти различия можно использовать, применяя цифровые фильтры, для разделения упомянутых сигналов, если они находятся в одном тракте.

На рис. 5 приведён пример выделения на рефлектограмме импульсов, отражённых от места КЗ. На рис. 5,б показана рефлектограмма, полученная на ЛЭП «Рыбная Слобода–Камская» при наличии в тракте ЛЭП импульсов локационного зондирования и сигналов передатчиков АВС. На фоне сигналов передатчиков импульсы локационного зондирования, отражённые от места КЗ на расстоянии 17700 м от начала линии, обнаружить практически невозможно.

Спектрограмма совокупности сигналов, присутствующих в ВЧ тракте ЛЭП, представлена на рис. 5,в на фоне составляющих спектра зондирующего импульса. Хорошо видны несущие с боковыми составляющими сигналов передатчиков АВС, работающих на частотах 892 и 936 кГц. На рис. 5,д приведена та же спектрограмма (с усилением составляющих спектра), но с «вырезанными» участками на частотной оси с помощью цифровых фильтров. Границы вырезанных участков обозначены на рис. 5,д вертикальными линиями. Вырезанные участки перекрывают участки спектров с гармоническими составляющими сигналов передатчиков АВС около частот 894 и 938 кГц. Таким образом, сигналы передатчиков, являющиеся помехами для импульсов локационного зондирования, из спектра удалены.

На основе преобразованного спектра сигналов восстановлена рефлектограмма локационного зондирования (рис. 5,е). На ней полностью отсутствуют сигналы передатчиков АВС, а на расстоянии 17700 м в точке Б явно виден отрицательный импульс, отражённый от места КЗ на линии, с традиционными сопровождающими колебаниями с затухающей амплитудой.

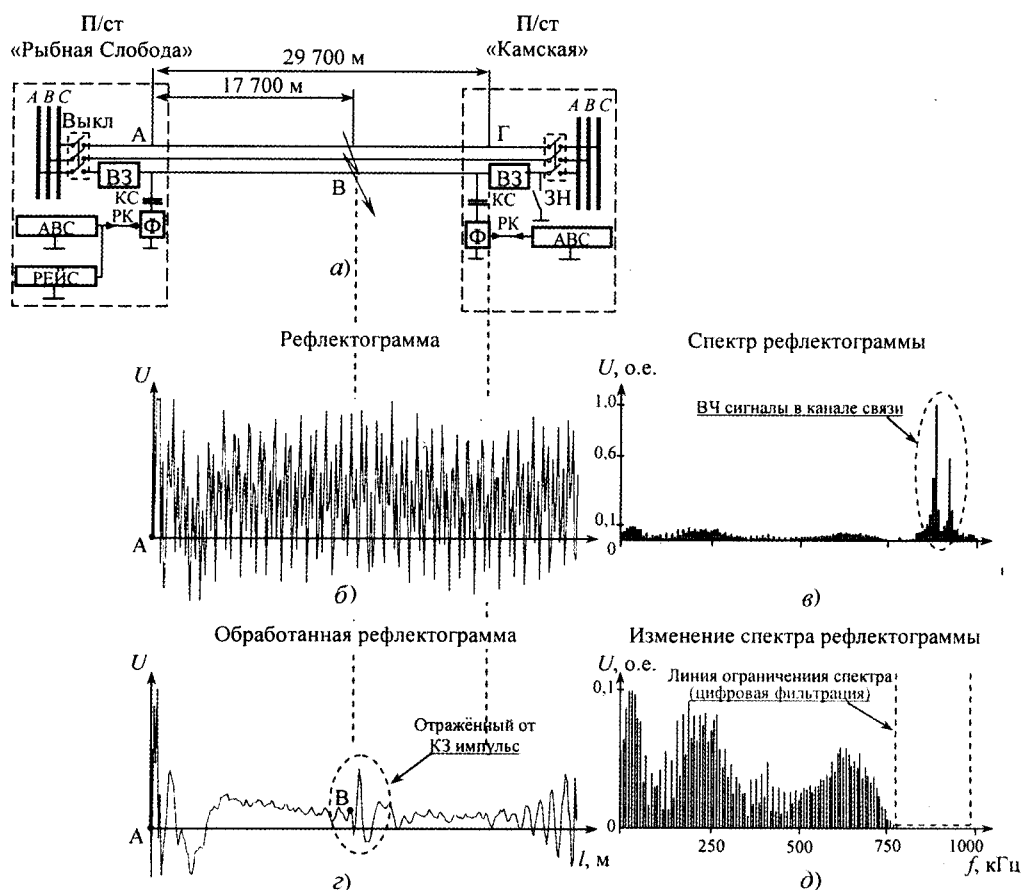


Рис. 5. Обнаружение двухфазного КЗ в точке В на расстоянии 17700 м на воздушной линии 110 кВ «Рыбная Слобода–Камская» на фоне технологических помех (сигналы контрольной частоты) методом цифровой фильтрации спектра рефлектограммы [22.07.2009]

Итак, экспериментальными исследованиями показано, что сигналы, отражённые от неоднородностей линии (места КЗ проводов), могут быть достоверно выделены на фоне технологических сигналов высокочастотного тракта путём спектрального анализа текущих рефлектограмм.

Авторы выражают благодарность ректору КГЭУ Петрушенко Ю.Я. и генеральному директору ОАО «Татэнерго» Фардиеву И.Ш. за помощь в организации измерений, а также сотрудникам Приволжских электрических сетей ОАО «Татэнерго» и студенту КГЭУ Завгородневу М.О. за помощь при выполнении измерений и их обработке.

Исследования выполнены на средства фонда НИОКР ОАО «Татэнерго» за 2009 г.

Мишуллин Ренат Гизатулович – профессор кафедры релейной защиты и автоматизации электроэнергетических систем (РЗАЭС) Казанского государственного энергетического университета (КГЭУ). Окончил радиотехнический факультет Казанского авиационного института в 1959 г. Защитил докторскую диссертацию по теме «Прогностическая радиофизическая модель среднеширотного спорадического слоя Е» в ИЗМИР АН в 1989 г.

Лукин Эдуард Ирикович – ассистент кафедры РЗАЭС КГЭУ. Окончил электроэнергетический факультет КГЭУ в 2007 г.

Хакимзянов Эльмир Фердинатович – ассистент кафедры РЗАЭС КГЭУ. Окончил электроэнергетический факультет КГЭУ в 2008 г.

Ведерников Сергей Геннадьевич – магистрант кафедры РЗАЭС КГЭУ.

Лаврентьев Илья Сергеевич – магистрант кафедры РЗАЭС КГЭУ.

Двухуровневая система обмена электрической энергией постоянного тока на основе структур с переключаемыми конденсаторами для автономных энергосистем

ЗОТОВ Л.Г.

Рассмотрен новый метод построения одно- и многотактных систем обмена электрической энергией автономных источников постоянного тока на основе двунаправленных конденсаторных преобразователей постоянного напряжения резонансного типа, имеющих высокий КПД и низкий уровень создаваемых кондуктивных, импульсных помех. Исследованы особенности функционирования систем обмена, получены выражения для расчёта их энергетических показателей и параметров элементов силовой цепи.

Ключевые слова: двунаправленный конденсаторный преобразователь, постоянное напряжение, кондуктивная помеха, резонансный преобразователь.

При создании автономных энергосистем, питаемых от источников постоянного тока с различными уровнями напряжения, необходимы универсальные, двунаправленные преобразователи, способные работать в режимах повышения и понижения постоянного напряжения. Особый интерес вызывают энергосистемы автомобилей с повышенной комфортностью и, следовательно, увеличенным энергообеспечением салона, достигающим 6–10 кВт. Энергосистема составлена из двух аккумуляторных батарей с напряжениями 14 и 42 В, взаимодействующих друг с другом через двунаправленный преобразователь [1]. Предлагаемые преобразователи могут найти применение также в автономных экологически чистых энергосистемах малоэтажных жилых комплексов с энергообеспечением от ветрогенераторов, солнечных батарей и топливных элементов [2].

Главные требования к таким устройствам — высокий КПД, малые габариты и низкий уровень создаваемых ими импульсных помех. Поставленная задача решается применением преобразователей постоянного напряжения на основе структур с переключаемыми конденсаторами [3–5].

На рис. 1 показана принципиальная схема простейшего двунаправленного одноконтурного

A new method for constructing single and multicycle exchange systems of autonomous sources of electric DC power bi-directional DC voltage capacitor converter of resonance type with high efficiency and low level of generated conductive, impulse noise are considered. The features of the exchange systems functioning, expressions for the calculation of their energy and parameters of elements of the power circuit are investigated.

Key words: bidirectional capacitor converter, DC voltage, conductive noise, resonant converter.

конденсаторного преобразователя постоянного напряжения (ОКП), работающего на аккумуляторные батареи E_1 и E_2 с кратными напряжениями. ОКП включает в себя преобразовательный модуль (ПМ), имеющий коэффициент преобразования $K_{\Pi} = (n+1)$, где n — число конденсаторов входящих в его состав.

На рис. 2 приведены временные диаграммы токов и напряжений, поясняющие его работу. Двунаправленный режим работы ОКП обеспечивается применением в его силовой цепи двунаправленных ключей на основе IGBT транзисторов.

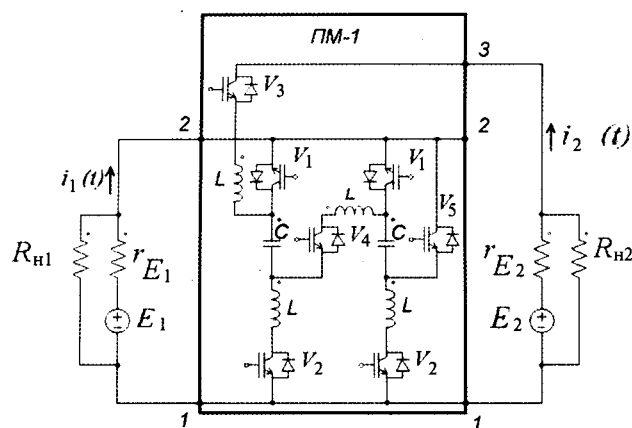


Рис. 1. Принципиальная схема силовой цепи двунаправленного ОКП

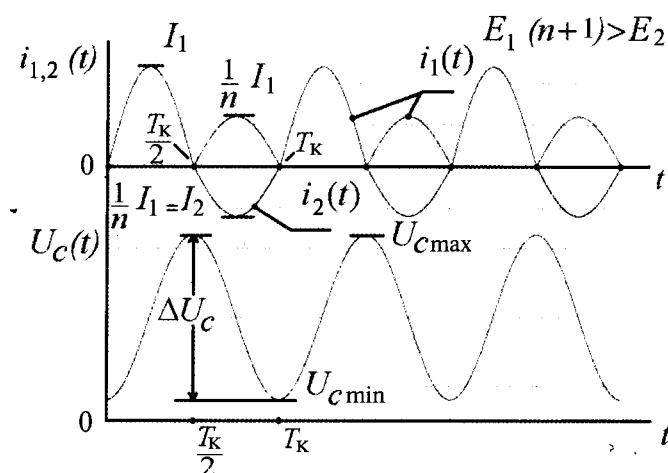


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие работу двунаправленного ОКП

В низковольтной цепи ОКП они образованы двумя парами IGBT транзисторов (V_1, V_2) соединённых последовательно через ёмкости C . Высоковольтная цепь ключа состоит из последовательно соединённых через ёмкость C первой цепочки транзисторов (V_3, V_4). Увеличение КПД достигается уменьшением коммутационных потерь в высокочастотных ключах $V_1 - V_5$ введением в силовую цепь ПМ реакторов L , обеспечивающих режим их мягкой коммутации [6]. Снижение габаритов обеспечивается увеличением частоты преобразования до 500 кГц [7]. В этом случае преобразователь представляет собой двухуровневую систему обмена электрической энергией постоянного тока аккумуляторных батарей E_1 и E_2 . Обмен электрической энергией отсутствует, если уровни напряжения батарей удовлетворяют условию $E_2 = E_1(n+1)$. При изменении напряжения батарей баланс нарушается и возникает режим обмена электрической энергией, причём если $E_1(n+1) > E_2$, то батарея E_1 подзаряжает батарею E_2 , а если $E_1(n+1) < E_2$, то происходит обратный процесс. При $E_1(n+1) > E_2$ преобразователь работает в прямом направлении и представляет собой двухуровневую систему обмена электрической энергией постоянного тока аккумуляторных батарей E_1 и E_2 . Обмен электрической энергией отсутствует, если уровни напряжения батарей удовлетворяют условию $E_2 = E_1(n+1)$. Работа преобразователя происходит по принципу периодического, в интервале времени $[0, \frac{T_k}{2}]$, параллельного подзаряда конденсаторов C низковольтной цепи от низковольтного источника постоянного напряжения E_1 через двуна-

правленные ключи (V_1, V_2), с их последующим последовательным, в интервале времени $[\frac{T_k}{2}, T_k]$, разрядом на высоковольтную нагрузку – аккумулятор E_2 через двунаправленный ключ (V_3, V_4) и ключ V_5 . Здесь T_k – период коммутации двунаправленных ключей в силовой цепи ОКП. Поскольку разряд последовательно соединённых конденсаторов C на нагрузку происходит через источник E_1 , то силовая цепь ОКП упрощается за счёт уменьшения числа цепочек на единицу. В результате коэффициент преобразования ОКП в прямом направлении увеличивается и $K_{п.п} = (n+1)$.

Если $E_2 > E_1(n+1)$, то ОКП работает в обратном направлении по принципу периодического, в интервале времени $[0, \frac{T_k}{2}]$, последовательного подзаряда конденсаторов C от высоковольтного источника E_2 через двунаправленный ключ (V_3, V_4), ключ V_5 и низковольтный аккумулятор E_1 с их последующим параллельным в, интервале времени $[\frac{T_k}{2}, T_k]$, разрядом на низковольтную нагрузку – аккумулятор E_1 . При этом коэффициент преобразования ОКП в обратном направлении $K_{п.о} = 1/(n+1)$.

Рис. 2 показывает различие форм токов в низковольтной $i_1(t)$ и высоковольтной $i_2(t)$ цепях ОКП. Ток $i_1(t)$ – прерывистый и представляет собой суперпозицию сдвинутых друг относительно друга на $0,5T_k$ синусоидальных импульсов, имеющих амплитуды I_1 и $\frac{1}{n}I_1$. Функция тока $i_2(t)$ является разрывной и представляет собой периодическую последовательность синусоидальных импульсов длительностью $0,5T_k$ и амплитудой I_2 . Закон сохранения заряда даёт строгие соотношения средних и амплитудных значений токов в низковольтной и высоковольтной цепях ОКП: $\frac{I_{1cp}}{I_{2cp}} = (n+1); \frac{I_1}{I_2} = n$.

Эквивалентные схемы низковольтной и высоковольтной цепей ОКП представлены на рис. 3.

В стационарном режиме в интервале времени $[0, \frac{T_k}{2}]$ ток $i_1(t)$ в эквивалентной схеме низковольтной цепи ОКП определяется выражением [8]:

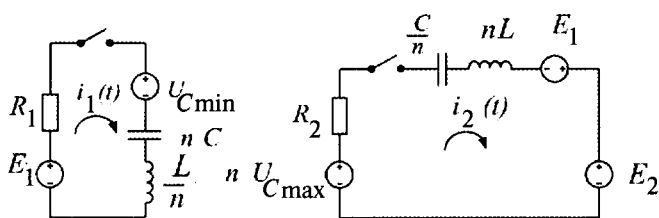


Рис. 3. Эквивалентные схемы низковольтной и высоковольтной цепей ОКП

$$i_1(t) = I_1 e^{-\frac{R_1}{2L}nt} \sin \omega_k t, \quad (1)$$

где $I_1 = \frac{E_1 - U_{C \min}}{\sqrt{\frac{1}{n^2} \frac{L}{C} - \frac{R_1^2}{4}}}$ – амплитуда тока в низ-

вольтной цепи ОКП; $\omega_k = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \frac{2\pi}{T_k}$ – частота коммутации ключей в силовой цепи ОКП; $U_{C \min}$ – начальное минимальное напряжение на конденсаторах ОКП; $R_1 = r_{E1} + \frac{r_{k1}}{n}$ – эквивалентное сопротивление низковольтной цепи ОКП; r_{E1} – внутреннее сопротивление аккумуляторной батареи E_1 ; r_{k1} – суммарное сопротивление двунаправленного ключа (V_1, V_2); $U_{C \min}$ – минимальное напряжение на конденсаторе ОКП.

В стационарном режиме, в интервале времени $[0, \frac{T_k}{2}]$, параллельно соединённые конденсаторы ОКП заряжаются от напряжения $U_{C \min}$ до $U_{C \max}$ по закону

$$U_{C \max} = U_{C \min} + \frac{1}{nC} \int_0^{\frac{T_k}{2}} i_1(t) dt.$$

Подставляя значение $i_1(t)$ и учитывая требование режима мягкой коммутации $i_1(0) = i_1(\frac{T_k}{2}) = 0$, получаем:

$$U_{C \max} = E_1(1+a) - aU_{C \min}, \quad (2)$$

где $a = e^{-\frac{R_1 n T_k}{4L}}$ – параметр затухания тока низковольтной цепи ОКП.

В стационарном режиме, в интервале времени $[\frac{T_k}{2}, T_k]$, ток в эквивалентной схеме высоковольтной цепи ОКП

$$i_2(t) = I_2 e^{-\frac{R_2}{2nL}nt\left(t - \frac{T_k}{2}\right)} \sin \omega_k \left(t - \frac{T_k}{2}\right), \quad (3)$$

где

$$I_2 = \frac{nU_{C \max} + E_1 - E_2}{\sqrt{n^2 \frac{L}{C} - \frac{R_2^2}{4}}} \quad (4)$$

– амплитуда тока в высоковольтной цепи ОКП; $R_2 = r_{E1} + r_{E2} + r_{k2}$ – эквивалентное сопротивление высоковольтной цепи ОКП; r_{E2} – внутреннее сопротивление аккумуляторной батареи E_2 ; r_{k2} – суммарное сопротивление ключей ($V_3 - V_5$).

В стационарном режиме, в интервала времени $[\frac{T_k}{2}, T_k]$, конденсаторы ОКП разряжаются от напряжения $U_{C \max}$ до $U_{C \min}$ по закону

$$nU_{C \min} = nU_{C \max} - \frac{n}{C} \int_{\frac{T_k}{2}}^{T_k} i_2(t) dt.$$

Подставив значение $i_2(t)$, с учётом требований режима мягкой коммутации

$i_2(\frac{T_k}{2}) = i_2(T_k) = 0$ получаем:

$$bnU_{C \max} = (E_2 - E_1)(1+b) - nU_{C \min}, \quad (5)$$

где $b = e^{-\frac{R_2 T_k}{4nL}}$ – параметр затухания тока высоковольтной цепи ОКП.

Совместное решение системы уравнений (2) и (5), с учётом упрощающего предположения о равенстве параметров затухания в низковольтной и высоковольтной цепях ОКП $a = b = d$, даёт следующие выражения для минимального и максимального напряжений на его конденсаторах

$$U_{C \min} = \frac{E_2 - E_1(1+nd)}{n(1-d)}; \quad (6)$$

$$U_{C \max} = \frac{E_1 n + (E_1 - E_2)d}{n(1-d)}.$$

Полученные уравнения позволяют получить выражения для постоянной составляющей и пульсации напряжения на конденсаторах ОКП:

$$U_{C0} = \frac{1}{2}(U_{C \max} + U_{C \min}) = \frac{E_1 n + (E_2 - E_1)}{2n};$$

$$\Delta U_C = U_{C \max} - U_{C \min} = [E_1(n+1) - E_2] \frac{(1+d)}{n(1-d)}.$$

Из условия $U_{C\min} \geq 0$ и $U_{C\max} \geq 0$, следует, что работа ОКП в составе системы обмена обеспечивается только в определённом диапазоне изменения E_1 и E_2 , удовлетворяющих условиям

$$E_{1\min} = \frac{d}{n+d} E_2 \leq E_1 \leq \frac{1}{1+nd} E_2 = E_{1\max}; \quad (7)$$

$$E_{2\min} = (1+nd)E_1 \leq E_2 \leq \frac{n+d}{d} E_1 = E_{2\max}. \quad (8)$$

Это означает, что при заданном значении E_2 ОКП как система обмена электрической энергией работоспособна, если напряжение аккумуляторной батареи E_1 лежит в диапазоне от $E_{1\min} = \frac{d}{n+d} E_2$ до $E_{1\max} = \frac{1}{1+nd} E_2$. При этом

$$\Delta E_1 = E_{1\max} - E_{1\min} = \left(\frac{1}{1+nd} - \frac{d}{n+d} \right) E_2.$$

В обратном направлении и заданном E_1 система работоспособна при E_2 , лежащем в диапазоне от $E_{2\min} = (1+nd)E_1$ до $E_{2\max} = \frac{n+d}{d} E_1$, т.е.

$$\Delta E_2 = E_{2\max} - E_{2\min} = n \frac{1-d^2}{d} E_1.$$

Указанное свойство системы обмена электрической энергией проиллюстрировано на рис. 4.

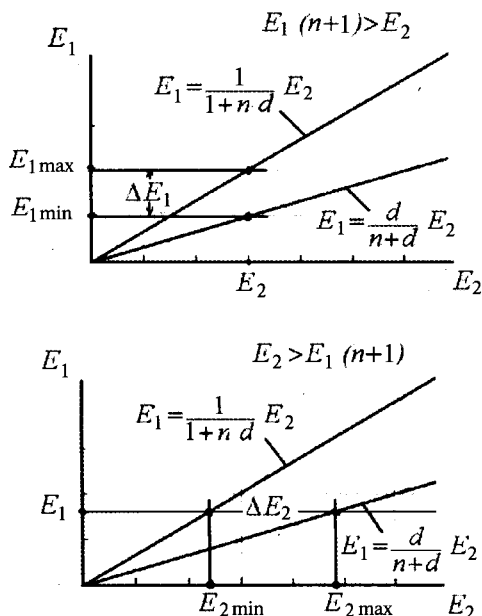


Рис. 4. Диапазоны работы ОКП в прямом и обратном направлениях

Другое свойство ОКП, имеющее важное практическое значение, заключается в том, что все токи через элементы его силовой цепи одинаковы и имеют форму синусоидальных импульсов длительностью $\frac{T_K}{2}$ и амплитудой

$$I = I_2 = \frac{1}{n} I_1.$$

Подставляя в выражение (4), $U_{C\max}$ из (6) получаем уравнение связывающее амплитуду выходного тока с параметрами L и C силовой цепи ОКП:

$$I = I_2 \cong \frac{E_1(n+1) - E_2}{n(1-d)} \sqrt{\frac{C}{L}}.$$

Амплитуда I_2 максимальна при $E_{1\max} = \frac{1}{1+nd} E_2$

$$I_{2\max} \cong \frac{E_2}{1+nd} \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (9)$$

Параметры элементов L и C определяются из условий обеспечения заданной максимальной амплитуды выходного тока и частоты коммутации ключей силовой цепи ОКП:

$$C = \frac{1+nd}{\omega_K E_2} I_{2\max}; \quad L = \frac{1}{\omega_K^2 C}.$$

Поскольку средние значения входного и выходного токов связаны соотношением $I_{1\text{ср}} = (n+1)I_{2\text{ср}}$, то КПД ОКП при работе в прямом и обратном направлениях

$$\eta_{\text{пр}} = \frac{E_2 I_{2\text{ср}}}{E_1 I_{1\text{ср}}} = \frac{E_2}{E_1} \frac{1}{n+1}, \quad E_1(n+1) > E_2; \quad (10)$$

$$\eta_{\text{обр}} = \frac{E_1 I_{1\text{ср}}}{E_2 I_{2\text{ср}}} = \frac{E_1}{E_2} (n+1), \quad E_1(n+1) < E_2. \quad (11)$$

Важно отметить, что в процессе обмена электрической энергией в обоих направлениях КПД изменяется от минимальных значений до единицы: $\eta=1$ при выполнении условия $E_1 = (n+1)E_2$, т.е. когда система находится в равновесии и обмена электрической энергией не происходит. КПД минимален при E_1 и E_2 , лежащих на краях диапазона их возможных значений. Например, подставив значения $E_{1\max}$ и $E_{1\min}$ из (6) соответственно в (10) и (11), получим минимальные значения КПД при работе ОКП в прямом и обратном направлениях:

Из условия $U_{C\min} > 0$ и $U_{C\max} > 0$, следует, что работа ОКП в составе системы обмена обеспечивается только в определённом диапазоне изменения E_1 и E_2 , удовлетворяющих условиям

$$E_{1\min} = \frac{d}{n+d} E_2 \leq E_1 \leq \frac{1}{1+nd} E_2 = E_{1\max}; \quad (7)$$

$$E_{2\min} = (1+nd)E_1 \leq E_2 \leq \frac{n+d}{d} E_1 = E_{2\max}. \quad (8)$$

Это означает, что при заданном значении E_2 ОКП как система обмена электрической энергией работоспособна, если напряжение аккумуляторной батареи E_1 лежит в диапазоне от $E_{1\min} = \frac{d}{n+d} E_2$ до $E_{1\max} = \frac{1}{1+nd} E_2$. При этом

$$\Delta E_1 = E_{1\max} - E_{1\min} = \left(\frac{1}{1+nd} - \frac{d}{n+d} \right) E_2.$$

В обратном направлении и заданном E_1 система работоспособна при E_2 , лежащем в диапазоне от $E_{2\min} = (1+nd)E_1$ до $E_{2\max} = \frac{n+d}{d} E_1$, т.е.

$$\Delta E_2 = E_{2\max} - E_{2\min} = n \frac{1-d^2}{d} E_1.$$

Указанное свойство системы обмена электрической энергией проиллюстрировано на рис. 4.

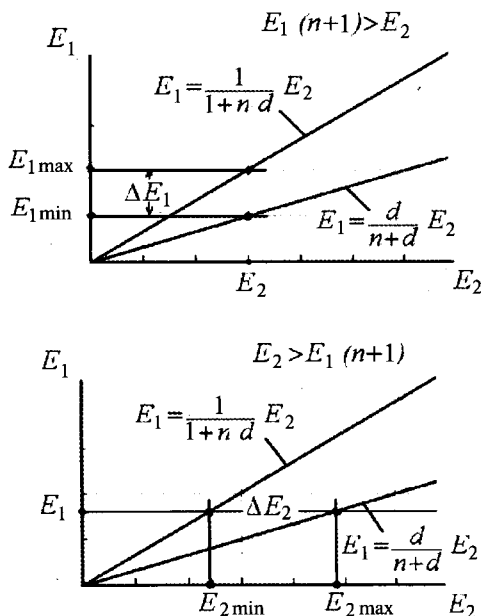


Рис. 4. Диапазоны работы ОКП в прямом и обратном направлениях

Другое свойство ОКП, имеющее важное практическое значение, заключается в том, что все токи через элементы его силовой цепи одинаковы и имеют форму синусоидальных импульсов длительностью $\frac{T_K}{2}$ и амплитудой

$$I = I_2 = \frac{1}{n} I_1.$$

Подставляя в выражение (4), $U_{C\max}$ из (6) получаем уравнение связывающее амплитуду выходного тока с параметрами L и C силовой цепи ОКП:

$$I = I_2 \cong \frac{E_1(n+1) - E_2}{n(1-d)} \sqrt{\frac{C}{L}}.$$

Амплитуда I_2 максимальна при $E_{1\max} = \frac{1}{1+nd} E_2$

$$I_{2\max} \cong \frac{E_2}{1+nd} \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (9)$$

Параметры элементов L и C определяются из условий обеспечения заданной максимальной амплитуды выходного тока и частоты коммутации ключей силовой цепи ОКП:

$$C = \frac{1+nd}{\omega_K E_2} I_{2\max}; \quad L = \frac{1}{\omega_K^2 C}.$$

Поскольку средние значения входного и выходного токов связаны соотношением $I_{1\text{ср}} = (n+1)I_{2\text{ср}}$, то КПД ОКП при работе в прямом и обратном направлениях

$$\eta_{\text{пр}} = \frac{E_2 I_{2\text{ср}}}{E_1 I_{1\text{ср}}} = \frac{E_2}{E_1} \frac{1}{n+1}, \quad E_1(n+1) > E_2; \quad (10)$$

$$\eta_{\text{обр}} = \frac{E_1 I_{1\text{ср}}}{E_2 I_{2\text{ср}}} = \frac{E_1}{E_2} (n+1), \quad E_1(n+1) < E_2. \quad (11)$$

Важно отметить, что в процессе обмена электрической энергией в обоих направлениях КПД изменяется от минимальных значений до единицы: $\eta=1$ при выполнении условия $E_1 = (n+1)E_2$, т.е. когда система находится в равновесии и обмена электрической энергией не происходит. КПД минимален при E_1 и E_2 , лежащих на краях диапазона их возможных значений. Например, подставив значения $E_{1\max}$ и $E_{1\min}$ из (6) соответственно в (10) и (11), получим минимальные значения КПД при работе ОКП в прямом и обратном направлениях:

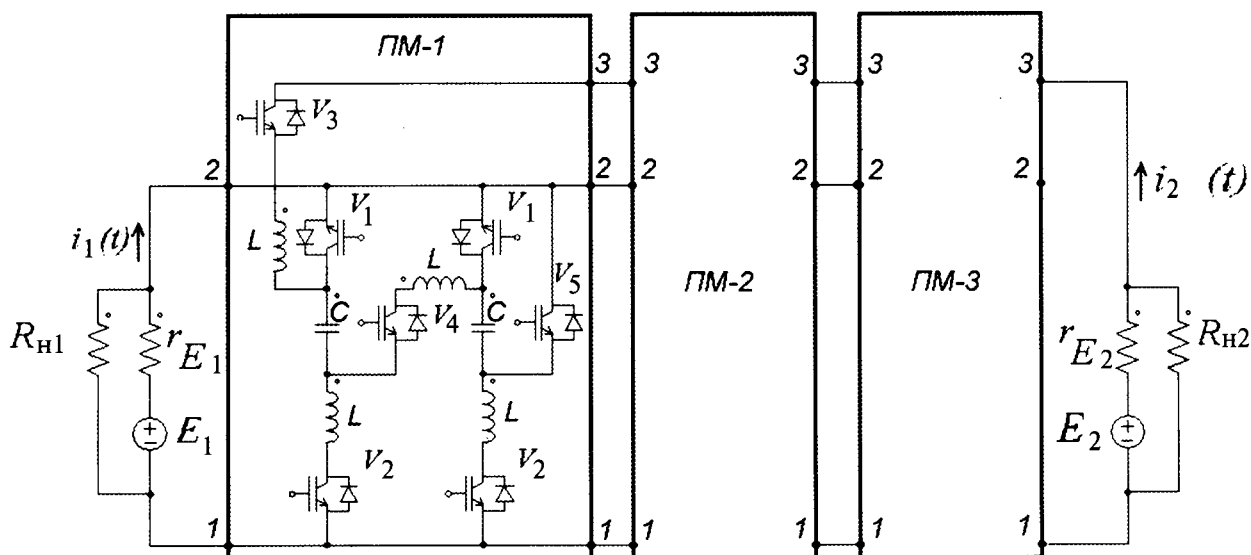


Рис. 5. Принципиальная схема силовой цепи двунаправленного МКП

$$\eta_{\text{пр min}} = \frac{1+nd}{n+1}; \quad \eta_{\text{обр min}} = \frac{d(n+1)}{n+d}.$$

Главным достоинством ОКП (рис. 1) является простота его силовой цепи, содержащей один ПМ, а недостатком — высокий уровень создаваемых на его входе и выходе кондуктивных импульсных помех. Устранение этого недостатка достигается объединением нескольких ПМ в группу, образующую многотактный конденсаторный преобразователь (МКП) (рис. 5). Временные диаграммы токов и напряжений, поясняющие работу МКП, приведены на рис. 6.

Если количество ПМ в МКП равно k , то эффект уменьшения уровня импульсной помехи на его входе и выходе достигается равномерным распределением по периоду T_k импульсов входных и выходных токов отдельных

ПМ со сдвигом во времени друг относительно друга на $\Delta t = (T_k / k)$, как показано на рис. 6.

Суммарные входной $i_{1\Sigma}(t)$ и выходной $i_{2\Sigma}(t)$ токи МКП определяются суммой токов в низковольтных и высоковольтных цепях отдельных, одинаковых, работающих независимо друг от друга ПМ:

$$i_{1\Sigma}(t) = I_1 \sum_{i=0}^{k-1} \left\{ \sin \omega_k \left(t - i \frac{T_k}{k} \right) \right\} + \frac{1}{n} \left\{ \sin \omega_k \left[t - i \frac{T_k}{k} - (2i+1) \frac{T_k}{2} \right] \right\};$$

$$i_{2\Sigma}(t) = I_1 \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{k-1} \left\{ \sin \omega_k \left[t - i \frac{T_k}{k} - (2i+1) \frac{T_k}{2} \right] \right\}.$$

Кондуктивную импульсную помеху, создаваемую на входных (1,2) и выходных (1,3) зажимах МКП удобно оценить коэффициентами гармоник суммарных входного и выходного токов — $i_{1\Sigma}(t)$ и $i_{2\Sigma}(t)$:

$$K_{r1} = \frac{i_{1\Sigma \text{дл}}}{i_{1\Sigma \text{ср}}} = \frac{\sqrt{i_{1\Sigma \text{дл}}^2 - i_{1\Sigma \text{ср}}^2}}{i_{1\Sigma \text{ср}}} = \frac{1}{i_{1\Sigma \text{ср}}} \sqrt{\frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} i_{1\Sigma}^2(t) dt - \left(\frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} i_{1\Sigma}(t) dt \right)^2};$$

$$K_{r2} = \frac{i_{2\Sigma \text{дл}}}{i_{2\Sigma \text{ср}}} = \frac{\sqrt{i_{2\Sigma \text{дл}}^2 - i_{2\Sigma \text{ср}}^2}}{i_{2\Sigma \text{ср}}} = \frac{1}{i_{2\Sigma \text{ср}}} \sqrt{\frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} i_{2\Sigma}^2(t) dt - \left(\frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} i_{2\Sigma}(t) dt \right)^2},$$

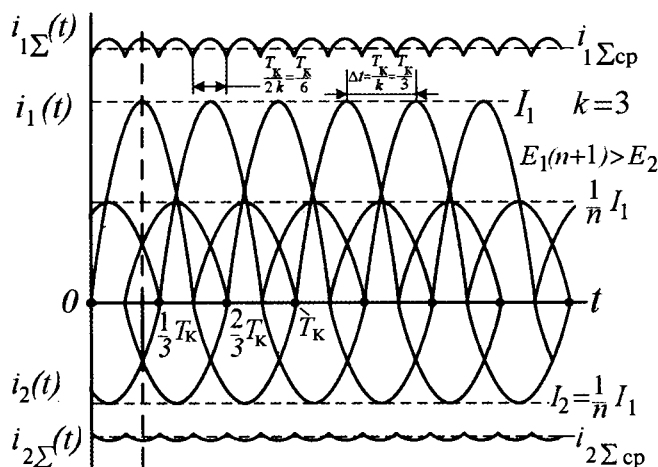


Рис. 6. Временные диаграммы, поясняющие работу двунаправленного МКП

где $i_{1\Sigma\sim}$, $i_{2\Sigma\sim}$ — соответственно действующие значения переменных составляющих суммарных входного и выходного токов;

$$i_{1\Sigma\text{cp}} = k \frac{I_1}{\pi} \left(1 + \frac{1}{n}\right); i_{2\Sigma\text{cp}} = k \frac{I_2}{\pi} = k \frac{I_1}{n\pi}, \quad (12)$$

— соответственно средние значения входного и выходного токов.

С увеличением количества ПМ в МКП происходит уменьшение значений $i_{1\text{д}\sim}$ и $i_{2\text{д}\sim}$. В таблице приведены результаты моделирования, иллюстрирующие темпы снижения уровня помехи с увеличением k .

k	$K_{r1} = K_{r2} = K_r = \frac{i_{1\Sigma\sim}}{i_{1\Sigma\text{cp}}} = \frac{i_{2\Sigma\sim}}{i_{2\Sigma\text{cp}}}$		k
2	0,483455	0,60804	1
4	0,097759	0,042200	3
6	0,042200	0,015040	5

Энергия поступающая в нагрузку-аккумулятор определяется средним значением соответствующего тока. Поэтому, сравнивая $i_{1\Sigma\sim} = K_r i_{1\Sigma\text{cp}}$ и $i_{2\Sigma\sim} = K_r i_{2\Sigma\text{cp}}$ для одинаковых средних значений $i_{1\Sigma\text{cp}}$, $i_{2\Sigma\text{cp}}$ при различных k с учётом (12), приходим к выводу, что уменьшение действующих значений тока помехи $i_{1\Sigma\sim}$, $i_{2\Sigma\sim}$ для нечётных k происходит более быстрыми темпами и на существенно сниженном уровне. Например, значения $i_{1\Sigma\sim}$, $i_{2\Sigma\sim}$ для $k=3$ и 6 совпадают. Отсюда следует вывод о целесообразности построения МКП только из нечётного количества ПМ.

Общие выражения для оценки уровня кондуктивной, импульсной помехи создаваемой МКП при работе в составе двухуровневой двунаправленной системы обмена электрической энергией (рис. 5), имеют вид:

$$i_{1\Sigma\sim} = K_r i_{1\Sigma\text{cp}} = K_r \frac{k}{\pi} I_1 \left(1 + \frac{1}{n}\right); \quad (13)$$

$$i_{2\Sigma\sim} = K_r \frac{k}{\pi n} I_1.$$

Выводы

1. Предложен новый принцип построения систем обмена электрической энергией источников постоянного тока с кратными уровнями

напряжений на основе одно- и многотактных двунаправленных, повышающе-понижающих конденсаторных преобразователей резонансного типа.

2. Проведён анализ электрических процессов в МКП, получены выражения для выбора ключей, расчёта параметров элементов его силовой цепи и КПД, а также оценки уровня создаваемых кондуктивных, импульсных помех.

3. Показано, что работоспособность системы обмена электрической энергией постоянного тока обеспечивается только в определённом диапазоне изменения напряжения аккумуляторных батарей, подключенных к её входу и выходу.

В частности, существенное снижение уровня кондуктивной, импульсной помехи достигается построением МКП, содержащих нечётное количество преобразовательных модулей.

Список литературы

1. Fang Z.Peng, Fan Zhang, Zhaoming Qian. A Magnetic – less DC-DC Converter for Dual Voltage Automotive Systems // IEEE Trans. Ind. Appl. 2003. Vol.39, №2. P 511–518.
2. Дмитриков В.Ф. и др. Современное состояние систем электропитания на основе мембранных технологий водородной энергетики // ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. 2010. №9. С. 20-24.
3. Пат. 2284633 RU. Регулируемый понижающий преобразователь постоянного напряжения / Л.Г. Зотов // БИ. 2006. №27.
4. Пат. 2323515 RU. Регулируемый понижающий преобразователь постоянного напряжения / Л.Г. Зотов // БИ. 2008. №12.
5. Пат. 2394345 RU. Регулируемый повышающий преобразователь постоянного напряжения / Л.Г. Зотов // БИ. 2010. №19.
6. Ф.К.ЛИ. Высокочастотные квазирезонансные преобразователи // Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (ТИИЭР). 1988. Т.76, №4. С. 83–97.
7. Дж.Г.Кассакян, М.Ф.Шлехт. Высокочастотные преобразователи высокой удельной объемной мощности для распределенных систем электропитания // ТИИЭР. 1988. Т.76, №4. С. 67–83.
8. Анго А. Математика для электро-и радиоинженеров. М.: Наука, 1967.

Зотов Леонид Григорьевич — доцент кафедры «Теоретические основы радиотехники» Новосибирского ГТУ, канд. техн. наук. Окончил физико-технический факультет Новосибирского электротехнического института в 1971 г. Защитил диссертацию по теме «Разработка и исследование каскадных бестрансформаторных источников питания маломощных радиотехнических устройств» в 1981 г.

Особенности построения манипуляторов для электронно-лучевых сварочных установок

ЩЕРБАКОВ А.В., РУБЦОВ В.П.

Рассмотрены особенности построения многокоординатных манипуляторов для перемещения свариваемых изделий в прецизионных электронно-лучевых сварочных установках. Приведены кинематические схемы манипуляторов, типы шаговых двигателей и схема системы управления многокоординатным перемещением свариваемых изделий.

Ключевые слова: электронно-лучевая сварочная установка, многокоординатные манипуляторы, шаговые двигатели, система управления.

Технологический процесс сварки изделий в электронно-лучевых установках предполагает перемещение, как правило, по трём координатам электронного пучка или изделия. При точной фокусировке электронного пучка на изделии обеспечивается получение мощного источника нагрева с малыми размерами, недостижимыми для других методов сварки. Отклоняющие системы, осуществляющие магнитное воздействие на электронный пучок, позволяют фокусировать и отклонять его по двум координатам относительно вертикальной оси. Однако углы отклонения пучка при этом не превышают $\pm 7^\circ$, что связано с увеличением диаметра пучка и снижением плотности его мощности. При изменении расстояния от электронной пушки до свариваемого изделия изменяются геометрические размеры фокального пятна, что вызывает изменение плотности мощности и параметров свариваемых изделий. Это обстоятельство приводит к необходимости установки внутри вакуумной камеры манипуляторов, обеспечивающих перемещение по двум или трём координатам самой электронной пушки или свариваемого изделия. Перемещение электронной пушки используют при сварке крупных и средних изделий. При сварке малогабаритных изделий с помощью манипуляторов перемещают изделие. В данной статье рассматриваются особенности построения манипуляторов электронно-лучевых уста-

Features of construction of multicoordinate manipulators for moving welded products to precision electron beam welding installations are considered. Kinematic circuits of manipulators, types of stepping motors and the circuit of a control system are resulted by multicoordinate moving of welded products.

Key words: electron beam welding installation, multicoordinate manipulators, stepping motor, control system.

новок, используемых для прецизионной (высокоточной) сварки малогабаритных изделий.

При построении манипуляторов электронно-лучевых сварочных установок приходится решать следующие проблемы: ввод многокоординатного движения в вакуумную камеру; выбор кинематики механизмов и материалов для них, работающих в условиях вакуума; отвод тепла от приводов манипуляторов, работающих в вакууме; выбор типа электродвигателей, работающих в вакууме, и обеспечение точности позиционирования порядка 1–2 мкм.

Выбор схемы манипулятора

Традиционным решением задачи выбора кинематической схемы манипулятора является расположение одного или нескольких электродвигателей снаружи вакуумной камеры и ввод в неё вращательного или поступательного движения через вакуумные уплотнения или сильфоны [1]. Ввод поступательного движения в вакуумную камеру через резиновое уплотнение, не обеспечивая полной герметизации, приводит ещё и к существенному увеличению усилия сопротивления движению, обусловленному силой трения в уплотнении, и силой, создаваемой разностью давлений внутри и снаружи камеры. Кроме того, один ввод движения через вакуумное уплотнение позволяет передать движение только по двум координатам (вращательное и поступательное движе-

ние) при значительном усложнении кинематической схемы как снаружи, так и внутри вакуумной камеры. Устранить некоторые недостатки резиновых вакуумных уплотнений позволяет использование уплотнений с магнитными жидкостями [2]. Однако и в этом случае указанные ограничения по передаче движения в вакуумную камеру сохраняются.

Современный подход к построению манипуляторов для электронно-лучевых сварочных установок основывается на размещении электродвигателей непосредственно в вакуумной камере, что позволяет упростить кинематическую схему, уменьшить мощность двигателей и габариты манипулятора [2]. Поскольку коллекторные двигатели в условиях вакуума не могут работать, приводы манипуляторов необходимо выполнять на бесконтактных двигателях. При этом напряжение питания двигателей манипулятора не должно превышать 12–24 В. Отвод тепла от расположенных в вакуумной камере электродвигателей осуществляют двумя способами. Корпус двигателя, расположенного неподвижно относительно камеры печи, соединяют теплоотводом со стенкой камеры. Корпуса двигателей остальных координат, перемещающихся внутри камеры, снабжают радиаторами с разветвленной поверхностью для обеспечения передачи тепла излучением. При расположении электродвигателей манипулятора внутри вакуумной камеры электронно-лучевой установки необходимо учитывать особенности системы управления манипулятором. По существу приводы манипулятора являются следящими системами, выходными величинами которых служат перемещения или углы поворота координат. Следящие системы требуют применение датчиков перемещения или поворота, установка которых в вакуумной камере сопряжена с определенными техническими трудностями. Более предпочтительно для построения приводов манипулятора использовать бесконтактные двигатели, не требующие введения специальных датчиков положения. Таким требованиям удовлетворяют шаговые двигатели [2].

Манипуляторы с шаговыми двигателями

Шаговые электродвигатели наиболее полно удовлетворяют требованиям, предъявляемым манипуляторами для электронно-лучевых сварочных установок. Они являются многополюсными (тихоходными) двигателями, что позволяет уменьшить передаточные числа редукто-

ров или совсем отказаться от них. Например, используемые в манипуляторах для прецизионных электронно-лучевых сварочных установок шаговые двигатели типа ДШИ-200 и ШД-5, обеспечивают непосредственно на валу угловой шаг (дискретность управления) на уровне $0,9\text{--}1,8^\circ$, что удовлетворяет технологическим требованиям. Для обеспечения линейного перемещения изделия в манипуляторах используют шариковые винтовые пары, которые в сочетании с шаговыми двигателями вращательного движения позволяют получить дискретность линейного перемещения на уровне 5–10 мкм. Высокий КПД шариковых винтовых пар, достигающий 0,95, в сочетании с практическим отсутствием люфтов в передаче обеспечивает высокую точность отработки заданного перемещения. Конструкции шаговых двигателей характеризуются большим разнообразием. Разработаны шаговые двигатели, обеспечивающие без дополнительных кинематических преобразователей в одной конструкции реализацию двухкоординатного перемещения изделия, в частности поступательного и вращательного [2].

Дискретный электропривод с шаговыми двигателями по структуре и выполняемым функциям представляет собой разомкнутую импульсную следящую систему без датчиков положения. Это позволяет, с одной стороны, сократить число проводов, которые необходимо вводить в вакуумную камеру, а с другой, упростить систему управления. Недостаток, который присущ дискретному приводу с шаговым двигателем, как колебательной системе с низким демпфированием, устраняется при проектировании подбором параметров нагрузки или использованием специальных методов управления, например, дробления шага [2]. Таким образом, использование шаговых двигателей в манипуляторах для электронно-лучевых сварочных установок позволяет реализовать любые сложные траектории движения свариваемых изделий.

На рис. 1 приведены схемы наиболее часто используемых в установках для сварки малогабаритных изделий манипуляторов с шаговыми двигателями. На схеме рис. 1,а показан общий вид двухкоординатного манипулятора, обеспечивающего поступательное перемещение изделия по координатам X и Y с помощью шаговых двигателей вращательного движения ШД- X и ШД- Y . Преобразование вращательного движения шаговых двигателей в поступательное движение стола (координата X) и ка-

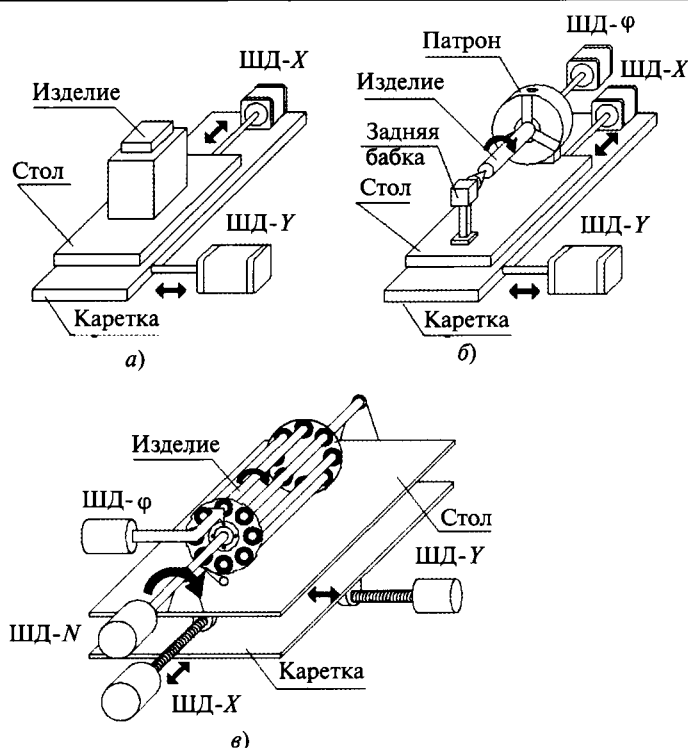


Рис. 1

ретки (координата Y) осуществляется с помощью шариковых винтовых пар. Для уменьшения сил трения при перемещении стола и каретки используются роликовые опоры качения, обеспечивающие ещё и повышение точности при поступательном движении изделия. Такая схема двухкоординатного стола применяется в установке прецизионной сварки и размерной обработки ЭЛУРО-М [3] с перемещением стола и каретки до 150 мм. Она является типовой и широко используется также в металлообрабатывающих станках, в частности с числовым программным управлением, и обеспечивает точность перемещения не ниже 20 мкм.

Как показали исследования, магнитные поля, создаваемые обмотками двигателей, вызывают отклонение электронного пучка от главной оптической оси и искажение фокального пятна на изделии. Для снижения влияния магнитных полей, создаваемых обмотками двигателей, устанавливают кожухи-экраны, соединённые с корпусом камеры. Кроме этого, необходимо экранировать все проводники, находящиеся в вакуумной камере, поскольку бомбардировка диэлектриков вторичными и отражёнными электронами может приводить к накоплению электрического заряда. Заряд, накапливающийся на изоляции проводников, может вызывать её пробой, а также оказывать влияние на геометрию электронного пучка.

Трёхкоординатный манипулятор, схема которого показана на рис. 1, б, используется для сварки тел вращения (труб, стержней и т.п.). Здесь привод координат X и Y реализуется так же, как и в схеме на рис. 1, а. Свариваемое изделие закрепляется в патроне и задней бабке и приводится во вращение двигателем ШД-Ф. Использование шаговых двигателей в схемах манипуляторов, показанных на рис. 1, позволило существенно упростить кинематику и конструкцию манипуляторов.

Схема четырёхкоординатного многопозиционного манипулятора револьверного типа показана на рис. 1, в. Такой манипулятор используется в установке типа ЭЛА-50/5М для сварки тонкостенных труб [4]. Приводы по координатам X и Y в схеме на рис. 1, в выполнены так же, как и в схеме на рис. 1, б. Поворот револьверной головки осуществляется двигателем ШД-Н. Особенностью кинематической схемы манипулятора на рис. 1, в можно считать использование одного привода ШД-Ф (в механизме используются два двигателя, работающих на одну нагрузку) для поочерёдного вращения свариваемых изделий через зубчатую передачу. На рис. 2 показана фотография манипулятора для последовательной электронно-лучевой сварки восьми цилиндрических изделий, устанавливаемых одновременно в вакуумную камеру. Зажим деталей в данной конструкции осуществляется с помощью цанговых



Рис. 2

патронов и задних бабок. Особенностью приведённой конструкции манипулятора является использование двух шаговых двигателей, работающих на общую нагрузку, что обеспечивает увеличение момента. При вращении валов двигателей по часовой стрелке поворачивается револьверная головка, а при вращении двигателей против часовой стрелки обеспечивается вращение деталей при неподвижной головке. Для организации такой работы манипулятора в кинематической схеме предусмотрен храповик. Такое конструктивное решение многокоординатного манипулятора позволяет

уменьшить число управляемых координат с учётом технологических особенностей процесса сварки. Следует также иметь в виду, что использование разветвлённой кинематики манипулятора приводит к необходимости применения специальных вакуумных смазок.

Системы управления манипуляторами электронно-лучевых сварочных установок

Системы управления оборудованием для прецизионной электронно-лучевой сварки строятся в настоящее время по «иерархическому» принципу (по принципу подчинённости подсистем) [5]. Верхний уровень системы управления реализуется на базе промышленного контроллера, а нижний — на базе программируемых контроллеров, управляющих отдельными агрегатами (локальными регуляторами) установки. На рис. 3 приведена функциональная схема локального регулятора управления шаговыми двигателями двухкоординатного манипулятора, который подключён к системе верхнего уровня. Один контроллер используется для управления двумя шаговыми двигателями. На схеме рис. 3 показаны элементы, относящиеся к управлению одной координатой X манипулятора, схема управления координатой Y построена аналогично.

Четырёхмоточный шаговый двигатель M типа ДШИ-200-3 приводит в движение шариковую винтовую пару ШВП, преобразующую вращательное движение вала двигателя в поступательное движение манипулятора. Для ограничения движения манипулятора по координ-

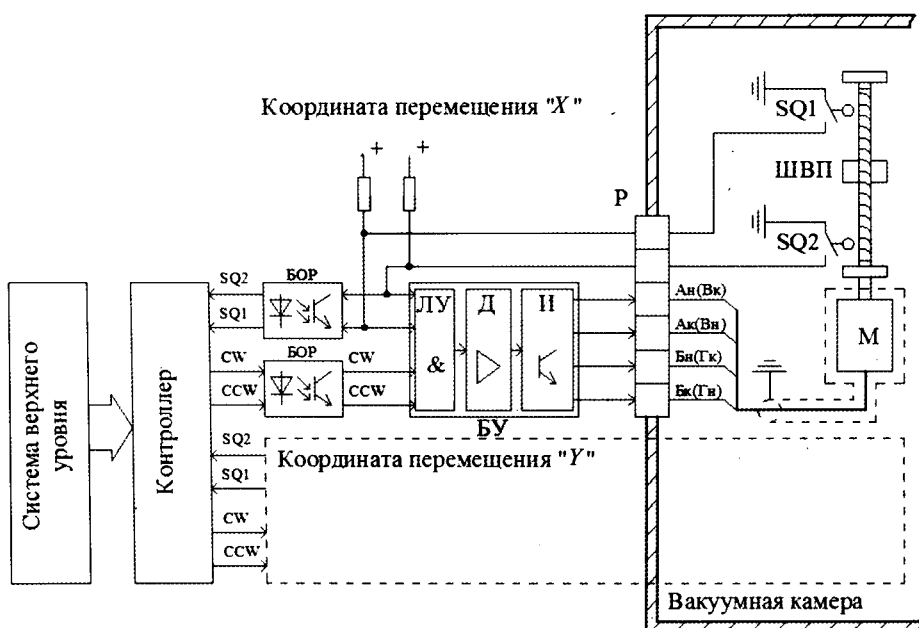


Рис. 3

нате X используются концевые выключатели $SQ1$ и $SQ2$. Обмотки двигателя, установленного в экранированном корпусе внутри вакуумной камеры, подключены к блоку управления шаговым двигателем $БУ$. Вывод проводников из камеры осуществляется через герметичный разъем P . Блок $БУ$, управляемый частотными сигналами CW (ClockWise, по часовой стрелке) и CCW (CounterClockWise, против часовой стрелки), а также сигналами концевых выключателей $SQ1$ и $SQ2$, обеспечивает подачу силовых импульсов на обмотки двигателя M . В состав блока входят: логическое устройство $ЛУ$, усилитель мощности — драйвер D , вырабатывающий сигналы управления транзисторами инвертора I , коммутирующего обмотки шагового двигателя. Логическое устройство блокирует подачу частотно-модулированного управляющего сигнала при срабатывании концевого выключателя, т.е. при подаче на вход $БУ$ логического нуля от $SQ1$ или $SQ2$. Для генерации частотных сигналов по координатам X и Y используется контроллер, формирующий систему управляющих импульсов, обеспечивающих двухкоординатное перемещение стола. На вход контроллера поступает информация от системы верхнего уровня. Примером контроллера может служить устройство Step-200 фирмы ICPDAS, имеющее интерфейс ISA (Industry Standard Architecture), широко применяемый в промышленных компьютерах. На входы устройства также подаются сигналы от концевых выключателей $SQ1$ и $SQ2$, что обеспечивает аппаратное задание точки отсчета координаты, и дублирует систему ограничения перемещения. Для защиты контроллера и системы управления верхнего уровня от перенапряжений, а также для разделения «логического» и «силового» нулевого потенциалов, используются блоки оптических развязок $БОР$. Система верхнего уровня обеспечивает программное управление перемещением изделия по заданной траектории. Обязательным условием для построения системы верхнего уровня является наличие аппаратного таймера для синхронизации сигналов управления манипулятором, током электронного пучка, токами отклоняющих и фокусирующих систем.

Выводы

1. Основной тенденцией при построении манипуляторов для прецизионной электронно-лучевой сварки является применение бесконтактных низковольтных дискретных двига-

телей, устанавливаемых внутри вакуумной камеры. При этом накладываются ограничения по мощности, обусловленные ухудшением теплоотдачи в вакууме. Кроме того, необходимо экранирование источников электромагнитных полей, которые могут оказывать влияние на геометрические характеристики электронного пучка.

2. В конструкции манипулятора необходимо применять материалы и смазки с низким газовыделением. Детали, расположенные вблизи электронной пушки или непосредственно примыкающие к области воздействия электронного пучка, необходимо выполнять из немагнитных материалов. В случае применения диэлектриков их необходимо помещать в проводящую оплетку для обеспечения стекания электрического заряда.

3. Ввод силовых и управляющих электрических сигналов в вакуумную камеру должен обязательно осуществляться через герметичные разъемы.

4. Для программного управления манипулятором целесообразно применять промышленные компьютеры и контроллеры и обеспечивать гальваническую развязку цепей управления.

Список литературы

1. Фролов Е.С., Минайчев В.Е., Александрова А.Т. и др. Вакуумная техника: Справочник. М.: Машиностроение, 1992.
2. Рубцов В.П., Соколов М.М. Дискретный электропривод механизмов электротермических установок. М.: Энергоатомиздат, 1986.
3. Щербаков А.В., Рубцов В.П. Контроль теплового режима плавления коррозионно-стойкой стали при прецизионной импульсной электронно-лучевой сварке // Электротехника. 2010. № 4. С. 18–23.
4. Пат. 68946 РФ, МПК B23K15/00, B23K37/04. Установка для электронно-лучевой сварки цилиндрических изделий / А.Н. Козлов, А.Г. Уваев, А.М. Филачев, А.В. Щербаков, А.А. Юрьев. Оpubл. 10.12.2007. Бюл. № 34.
5. Щербаков А.В. Современные тенденции развития электрооборудования для прецизионной электронно-лучевой сварки и размерной обработки // Электротехника. 2010. № 3. С. 42–48.

Щербаков Алексей Владимирович — докторант ГОУ ВПО «МЭИ (ТУ)», канд. техн. наук. Окончил институт электротехники (ИЭТ) МЭИ (ТУ) в 2005 г. Защитил диссертацию по теме «Разработка системы управления установки прецизионной электронно-лучевой сварки» в 2008 г.

Рубцов Виктор Петрович — профессор ГОУ ВПО «МЭИ(ТУ)», доктор техн. наук. Окончил факультет электрооборудования промышленности и транспорта (ЭПИТ) МЭИ (ТУ) в 1962 г. Защитил докторскую диссертацию по теме «Создание дискретных систем управления перемещением в электротермических установках» в 1987 г.

Виктор Гаврилович Щербаков

(к 75 - летию со дня рождения)

23 июля 2011 г. исполнилось 75 лет доктору технических наук, профессору кафедры «Электрический транспорт» Южно-Российского ГТУ, заслуженному деятелю науки, действительному члену академий электротехнических наук и транспорта РФ, ветерану труда Виктору Гавриловичу Щербакову.

После окончания в 1955 г. Новочеркасского электромеханического техникума Виктор Гаврилович работал в г. Баку испытателем асинхронных двигателей, синхронных генераторов и передвижных электростанций на электромеханическом заводе.

Затем служил в Советской Армии.

С ноября 1958 по 1965 гг. В.Г. Щербаков работал сменным мастером электромашинного цеха, машинистом-испытателем электровозов и инженером-конструктором на Новочеркасском электровозостроительном заводе. Затем был переведен в научно-исследовательский институт электровозостроения (ныне ВЭЛНИИ), в котором прошёл путь от конструктора тяговых электродвигателей до генерального директора (1989–1999 гг.)

В 1965 г. без отрыва от производства В.Г. Щербаков окончил Новочеркасский политехнический институт (ныне ЮРГТУ), в 1979 г. успешно защитил кандидатскую диссертацию, а в 1991 г. докторскую диссертацию, обобщающую научные основы и практику совершенствования конструкции тяговых электродвигателей электровозов, которые до 1980 г. считались аварийными.

Ещё будучи рядовым конструктором, а затем руководителем группы и заведующим отделом им были поданы и внедрены в производство 26 рацпредложений, получено 30 авторских свидетельств и патентов на изобретения, посвящённых совершенствованию



конструкции тяговых электродвигателей. В настоящее время тяговые двигатели являются одними из надёжно работающих агрегатов на электровозах. К наиболее значимым разработкам относятся: конструкция якорей, исключившая увлажнения, электрические пробои на корпус, межвитковые замыкания и чрезмерный нагрев их электрической изоляции; компенсационная обмотка с некоторой перекомпенсацией реакции якоря, что свело массовые случаи возникновения круговых огней по коллектору к единичным, в основном по причинам нарушения условий эксплуатации; новая конструкция добавочных полюсов, исключившая недопустимые деформации их катушек электродинамическими силами; новые конструкция и технология изготовления главных полюсов и компенсационной обмотки, исключившие перемещения их катушек на полюсах и в пазах и повреждения электрической изоляции и междукатушечных соединений; новые конструкции разрезных траверс, разъёмных кронштейнов и самих щёткодержателей с эластичным нажатием на каждую

половину разрезной щётки, постоянным по мере её износа и плавным его регулированием. По его заданиям были разработаны и при его участии испытаны и внедрены в производство и эксплуатацию новые электрощётки и коллекторные проводниковые материалы с повышенными износостойчивостью и коммутационными свойствами, а также якорные подшипники, обеспечившие пробеги электровозов до очередной плановой разработки тяговых двигателей. По его проектам были разработаны вентильные, асинхронные и индукторные частотно-регулируемые ТЭД.

За разработку нового тягового электродвигателя высокой надёжности НБ-514 В.Г. Щербаков награждён Золотой медалью ВДНХ СССР, признан лучшим изобретателем Дона. Он опубликовал более 190 научных работ, в том числе 8 монографий по вопросам проектирования электрических машин и аппаратов, электроприводов, электроподвижного состава, особенностей проектирования тяговых электродвигателей. В соавторстве им разработана, опубликована в журнале «Электротехника» №4 за 2009 г. и защищена патентами новая концепция оптимального частотного управления асинхронным тяговым электроприводом. Изготовлен и испытан индукторный тяговый двигатель для электропоезда мощностью 350 кВт.

В.Г. Щербаков передаёт свои знания молодому поколению. Он читал лекции в РИИЖТ, НПИ, является профессором Южно-Российского ГТУ.

В.Г. Щербаков принимает активное участие в работе журнала «Электротехника», являясь одним из первых его учредителей, автором ряда научных статей.

Редколлегия и редакция журнала «Электротехника», коллеги и ученики поздравляют Виктора Гавриловича и желают ему здоровья и творческих успехов в развитии науки и подготовки специалистов.

Феликс Нигматзянович Шакирзянов

(К 70-летию со дня рождения)

В июле с.г. исполняется 70 лет со дня рождения кандидата технических наук, профессора, заместителя заведующего кафедрой теоретических основ электротехники (ТОЭ) МЭИ, действительного члена Академии электротехнических наук РФ Феликса Нигматзяновича Шакирзянова.

В 1963 г. Ф.Н. Шакирзянов с отличием окончил Уральский политехнический институт (УПИ). Ещё будучи студентом, он работал в вузе старшим инженером, ассистентом. В 1965 г. поступил в аспирантуру на кафедру основ радиотехники (ОРТ) МЭИ. В 1970 г. защитил кандидатскую диссертацию и работал в МЭИ в должности ассистента, с 1974 г. в должности доцента, а с 1996 г. является профессором кафедры ТОЭ.

В 1970–1980 гг. Ф.Н. Шакирзянов был научным руководителем отдела иностранной аспирантуры, деканом по работе с иностранными студентами МЭИ, секретарём Общесоюзного совета по работе с иностранными студентами. Юбиляр внёс большой вклад в разработку системы обучения иностранных студентов не только в МЭИ, но и в нашей стране.

Научная работа Ф.Н. Шакирзянова посвящена теории, методам и устройствам для преобразования сильных электромагнитных полей. Он исследовал различные аспекты взаимодействия сильных электро-



магнитных полей с реальными средами в твёрдой, жидкой, газообразной, плазменной фазах. В результате уникальных теоретических и экспериментальных исследований Ф.Н. Шакирзянов разработал эффективные способы и устройства преобразования СВЧ электромагнитных излучений высокого и сверхвысокого уровня мощности. Им предложены новые устройства для нагрева материальных сред, диагностики ЛЭП ВН и СВН, ионосферной связи.

Среди работ последнего времени — исследования в области элект-

родинамики гигантских энергий, в результате которых развита новая теория шаровой молнии, предложены новые подходы к объяснению активности звёзд.

Профессор Ф.Н. Шакирзянов — высококвалифицированный преподаватель, он читает лекции, проводит семинары и лабораторные занятия, руководит дипломным проектированием. Юбиляр пользуется заслуженным уважением среди коллег и студентов. Ф.Н. Шакирзянов также ведёт большую учебно-методическую и технологическую работу, направленную на постановку новых лабораторных работ по ТОЭ, обеспечение учебного процесса современным, высокофункциональным оборудованием.

Ф.Н. Шакирзянов — автор более 100 опубликованных научных работ, среди которых учебники, учебные пособия, статьи, монографии, авторские свидетельства и патенты на изобретения. Многолетняя плодотворная научная и общественная деятельность Ф.Н. Шакирзянова отмечена правительственными и ведомственными наградами.

Ф.Н. Шакирзянов — всесторонне одарённый человек, привлекающий людей принципиальностью, оптимизмом и доброжелательностью, инициативностью и работоспособностью.

Редколлегия журнала «Электротехника» многочисленные коллеги, друзья и ученики юбиляра поздравляют Феликса Нигматзяновича с 70-летием, желают ему здоровья и дальнейших успехов в научной и общественной деятельности.

**Требования к содержанию и оформлению статей
журнала «Электротехника»**

I. Содержание.

1. Введение. Состояние вопроса, рассматриваемого в статье. Постановка задачи, её новизна и актуальность.

2. Основное содержание. Последовательное изложение существа рассматриваемого вопроса или решаемой задачи. При изложении избегать громоздких аналитических выражений, формул, расчётов и др. Основные аналитические соотношения представлять в обобщённой форме с указанием методов их решения. Оригинальные методы решения могут быть пояснены более подробно. Изложение желательно иллюстрировать соответствующими рисунками, схемами, диаграммами и др., максимально отражающими существо рассматриваемых вопросов.

3. Моделирование и экспериментальная часть (если они есть). Краткое описание математической или физической моделей. Оценка полученных результатов при моделировании.

4. Заключение. Выводы и значимость результатов для соответствующих областей науки и техники.

5. Список литературы. Приводится в конце статьи в порядке последовательности ссылок в тексте. Указываются:

— для журнальных статей — фамилия и инициалы авторов, наименование статьи или сборника, год издания, номер;

— для книг — фамилия и инициалы авторов, название книги, наименование издательства, город его нахождения, год издания.

В список литературы не должны включаться не напечатанные материалы и материалы для служебного пользования.

6. К статье должны быть приложены аннотация и ключевые слова на русском и английском языках, а также название статьи на английском языке.

II. Оформление.

1. Объём статьи не должен превышать 12 страниц текста, набранного на компьютере через 2 интервала с полями 2–3 см и иметь не более 5–6 рисунков, сделанных с помощью компьютера (Word, Photoshop) в черно-белом исполнении. Формулы должны быть набраны на компьютере в отдельные строки.

2. Статья должна сопровождаться письмом автора или организации, где она выполнена. К статье должны быть приложены сведения об авторах: фамилии, имена и отчества авторов, место работы, должности, учёные звания, степени, а также название вуза и факультета с указанием года его окончания. Необходимо указать контактные телефоны и электронные адреса.

3. Статья представляется в электронной форме по электронному адресу: elektrotechnika@mtu-net.ru. или по почте с приложением CD-диска с текстом и рисунками.

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 результаты диссертаций на соискание учёных степеней доктора и кандидата наук.