

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Национальный исследовательский
Томский политехнический университет»



ISSN 1684-8519

ИЗВЕСТИЯ

ТОМСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Том 321, № 4, 2012

Энергетика

ИЗДАТЕЛЬСТВО  ТПУ
г. Томск

ИЗВЕСТИЯ ТОМСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Редакционный совет:

Чубик П.С. (председатель), д.т.н., ректор ТПУ (г. Томск)
Пестряков А.Н. (заместитель председателя),
д.х.н., проректор ТПУ по НРИИ (г. Томск)
Алексеев С.В., д.ф.-м.н.,
член-корреспондент РАН (г. Новосибирск)
Болдырев В.В., д.х.н., академик РАН (г. Новосибирск)
Боровиков Ю.С., к.т.н. (г. Томск)
Гуляев Ю.В., д.ф.-м.н., академик РАН (г. Москва)
Дамамм Ж., PhD, д.н. (Франция)
Дмитриев А.Ю., к.т.н. (г. Томск)
Долматов О.Ю., к.т.н. (г. Томск)
Ершов Ю.Л., д.ф.-м.н., академик РАН (г. Новосибирск)
Замятин А.В., к.т.н. (г. Томск)
Клименов В.А., д.т.н. (г. Томск)
Конторович А.Э., д.г.-м.н., академик РАН (г. Новосибирск)
Крёнинг М., PhD, д.н. (Германия)
Летников Ф.А., д.г.-м.н., академик РАН (г. Иркутск)
Месяц Г.А., д.ф.-м.н., академик РАН (г. Москва)
Михайленко Б.Г., д.ф.-м.н.,
академик РАН (г. Новосибирск)
Накоряков В.Е., д.т.н., академик РАН (г. Новосибирск)
Панин В.Е., д.ф.-м.н., академик РАН (г. Томск)
Сигов А.С., д.ф.-м.н., академик РАН (г. Москва)
Сигфуссон Т.И., PhD, д.н. (Исландия)
Третьяков Ю.Д., д.х.н., а. РАН (г. Москва)
Турнаев В.И., д.и.н. (г. Томск)
Филлипов Г.А., д.т.н., академик РАН (г. Москва)
Чайковский Д.В., к.ф.н. (г. Томск)
Шень Джаоли, PhD, д.н. (Китай)
Яковлев А.Н., к.ф.-м.н. (г. Томск)

Редакционная коллегия:

Пестряков А.Н. (председатель, главный редактор), д.х.н.
Коробейников А.Ф. (зам. председателя), д.г.-м.н.
Глазырин А.С. (главный редактор Издательства ТПУ), к.т.н.
Могилинецкий С.Б. (учёный секретарь), к.ф.-м.н.
Барышева Г.А., д.э.н.
Григорьев В.П., д.ф.-м.н.
Заворин А.С., д.т.н.
Иванчина Э.Д., д.т.н.
Ильин А.П., д.ф.-м.н.
Корниенко А.А., д.ф.н.
Лавринович В.А., д.т.н.
Погребной В.К., д.т.н.
Савичев О.Г., д.г.н.
Тузовский А.Ф., д.т.н.
Шаманин И.В., д.ф.-м.н.

Журнал зарегистрирован Министерством
Российской Федерации по делам печати,
телерадиовещания и средств массовых коммуникаций.
Свидетельство ПИ № 77-16615 от 24 октября 2003 г.
Учредитель: Томский политехнический университет

Издается с 1903 г.

© ФГБОУ ВПО НИ ТПУ, 2012

BULLETIN OF THE TOMSK POLYTECHNIC UNIVERSITY

Editorial Board:

Chubik P.S. (Chairman), D.E., rector of TPU (Tomsk)

Alekseenko S.V., Phys. and Math. D. Sc.,
corresponding member of RAS (Novosibirsk)
Boldyrev V.V., D. Chem., member of RAS (Novosibirsk)
Borovikov Yu.S., Candidate of Science (Tomsk)
Gulyaev Yu.V., Phys. and Math. D. Sc., member of RAS (Moscow)
Damamme G., Phys. and Math. D. Sc. (France)
Dmitriev A.Yu., Candidate of Science (Tomsk)
Dilmatov O.Yu., Candidate of Science (Tomsk)
Ershov Yu.L., Phys. and Math. D. Sc., member of RAS (Novosibirsk)

Klimenov V.A., D.E. (Tomsk)
Kontorovich A.E., Geol. and Mineral. D. Sc., member of RAS (Novosibirsk)
Kröning M., Dr.h.c. (Germany)
Letnikov F.A., Geol. and Mineral. D. Sc., member of RAS (Irkutsk)
Mesyats G.A., Phys. and Math. D. Sc., member of RAS (Moscow)
Mikhailenko B.G., Phys. and Math. D. Sc.,
member of RAS (Novosibirsk)
Nakoryakov V.E., D. E., member of RAS (Novosibirsk)
Panin V.E., Phys. and Math. D. Sc., member of RAS (Tomsk)
Sigov A.S., Phys. and Math. D. Sc., member of RAS (Moscow)
Sigfusson T.I., Ph. D. (Island)
Tretyakov Yu.D., D. Chem., member of RAS (Moscow)
Turnaev V.I., Ph. D. (Tomsk)
Filippov G.A., D.E., member of RAS (Moscow)
Chaikovskij D.N., Candidate of Science (Tomsk)
Shen Zhaoli, Ph. D. (China)
Yakovlev A.N., Candidate of Science (Tomsk)

Editorial:

Pestryakov A.N. (Chairman, Editor in Chief), D. Chem.
Korobeinikov A.F. (Deputy Editor in Chief), Geol. and Mineral. D. Sc.
Glazyrin A.S. (Editor in Chief), Candidate of Science
Mogilnitsky S.B. (Science Secretary), Candidate of Phys. and Math. Sc.
Barysheva G.A., Ec. D.
Grigoriev V.P., Phys. and Math. D. Sc.
Zavorin A.S., D.E.
Ivanchina E.D., D.E.
Ilyin A.P., Phys. and Math. D. Sc.
Kornienko A.A., Ph. D.
Lisitzyn V.M., Phys. and Math. D. Sc.
Pogrebnoy V.K., D.E.
Savichev O.G., Geol. D. Sc.
Tuzovsky A.F., D.E.
Shamanin I.V., Phys. and Math. D. Sc.

Подписной индекс по каталогу
Агентства «Роспечать» – 18054

Журнал рассылается в адреса 50-и библиотек РФ,
США, ФРГ, Великобритании, Франции
и 9-и стран ближнего зарубежья

Полнотекстовый доступ к электронной версии
журнала возможен на сайтах ТПУ: portal.tpu.ru/izvestiya/;
ООО «Научная электронная библиотека»:
www.elibrary.ru, www.e-library.ru,
а также поисковой системы scholar.google.com

Импакт-фактор РИНЦ 2011 г. 0,210

© Tomsk Polytechnic University, 2012

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

ЭНЕРГЕТИКА

- Распределение температуры в стержне с двусторонним подводом тепла** 5
Видин Ю.В., Иванов Д.И., Казаков Р.В.
- Эффективность замены парового турбопривода механизмов собственных нужд энергоблоков ТЭС газотурбинным приводом** 7
Галашов Н.Н.
- Анализ ресурсов паровых турбин на основе производственных циклов** 11
Савостьянова Л.В., Литвак В.В.
- Экспериментальное исследование параметров загорания торфа в условиях его промышленного складирования** 15
Кулеш Р.Н., Субботин А.Н.
- Оптимизационные исследования энерготехнологического производства синтетических жидких топлив и электроэнергии из угля с системой очистки продуктов газификации** 20
Тюрина Э.А., Скрипченко О.В.
- Аномалии термических деформаций кристаллических решеток котельных сталей как критерий их работоспособности** 26
Любимова Л.Л., Макеев А.А., Ташлыков А.А., Заворин А.С., Фисенко Р.Н.
- Энергосбережение в тепловых пунктах жилых и общественных зданий. Ч. 1. Общая модель теплового пункта** 31
Унаспеков Б.А., Сабденов К.О., Кокарев М.Ж., Колобердин М.В., Игембаев Б.А.
- Энергосбережение в тепловых пунктах жилых и общественных зданий. Ч. 2. Модель обогрева здания** 35
Унаспеков Б.А., Сабденов К.О., Кокарев М.Ж., Колобердин М.В., Игембаев Б.А.
- Проектирование нагревательных устройств трансформаторного типа** 39
Сериков А.В., Тимошенко А.Н.
- Адаптивная система стабилизации напряжения микроГЭС балластного типа** 42
Лукутин Б.В., Шандарова Е.Б.
- Модель сети электроснабжения произвольной структуры, питающей асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором** 47
Негадаев В.А.
- Ограничение перенапряжений при коммутациях шахтного электрооборудования** 51
Гарганеев А.Г., Михневич Н.А., Нестеров Д.В., Федоров А.В.
- Построение защиты от виткового замыкания обмотки ротора синхронного генератора на основе индукционного датчика магнитного поля рассеяния** 57
Полищук В.И.
- Функционирование защиты обмотки статора генератора от замыканий на землю с наложением контрольного тока через трансформатор напряжения при перемежающихся замыканиях** 61
Доронин А.В.
- Оценка влияния отказов на энергетические характеристики девятифазного вентильного двигателя** 67
Вигриянов П.Г.
- Анализ переходных процессов тяговых электрических двигателей электровозов с учетом условий эксплуатации** 72
Харламов В.В., Шкодун П.К., Попов Д.И., Проненко А.В.
- Векторно-алгоритмический метод расчета электрической мощности и электромагнитного момента электродвигателя** 75
Халина Т.М., Стальная М.И., Еремочкин С.Ю.
- Математическое моделирование переходных процессов в торцевом синхронном генераторе с магнитоэлектрическим возбуждением** 79
Архипцев М.Г., Встовский А.Л., Пантелеев В.И., Федий К.С.
- Бесконтактный импульсный компрессионный генератор. Ч. 1. Конструкция и принцип действия. Расчет размеров и механических параметров генератора** 84
Носов Г.В.
- Бесконтактный импульсный компрессионный генератор. Ч. 2. Расчет параметров холостого хода и короткого замыкания генератора** 88
Носов Г.В.

POWER ENGINEERING

- Temperature distribution in a rod with double-end heat supply** 5
Vidin Yu.V., Ivanov D.I., Kazakov R.V.
- The efficiency of exchanging a steam turbine drive of auxiliary mechanism in power blocks of thermal power plants by a gas turbine engine** 7
Galashov N.N.
- The analysis of steam turbine resource based on the production cycles** 11
Savostyanova L.V., Litvak V.V.
- Experimental investigation of peat ignition parameters under conditions of its industrial storage** 15
Kulesh R.N., Subbotin A.N.
- Optimization studies of coal-fired production of synthetic liquid fuels and electric energy from coal with a cleanup system of gasification products** 20
Tyurina E.A., Skripchenko O.V.
- Anomalies of crystal lattice thermal deformations in boiler steels as a criterion of their operational capability** 26
Lyubimova L.L., Makeev A.A., Tashlykov A.A., Zavorin A.S., Fisenko R.N.
- Energy saving in thermal points of apartment and public buildings. P. 1. General model of thermal point** 31
Unaspekov B.A., Sabdenov K.O., Kokarev M.Zh., Koloberdin M.V., Igembayev B.A.
- Energy saving in thermal points of apartment and public buildings. P. 2. The model of building heating** 35
Unaspekov B.A., Sabdenov K.O., Kokarev M.Zh., Koloberdin M.V., Igembayev B.A.
- The design of transformer-type electric heating devices** 39
Serikov A.V., Timoshenko A.N.
- The adaptive system of voltage stabilization at micro-hydro-electric power station of ballast type** 42
Lukutin B.V., Shandarova E.B.
- The model of power supply network with arbitrary structure supplying the induction motors with squirrel-cage rotor** 47
Negadaev V.A.
- Overvoltage limitation at switching the mine electric equipment** 51
Garganeev A.G., Mikhnevich N.A., Nesterov D.V., Fedorov A.V.
- The design of protection from coil short circuit in rotor winding of synchronous generator on the base of the induction sensor of stray magnetic field** 57
Polishchuk V.I.
- Functioning of earth fault protection of generator stator winding at check current superimposition through the voltage transformer at intermittent faults** 61
Doronin A.V.
- The evaluation of failure influence on power characteristics of 9-phase valve engine** 67
Vigriyanov P.G.
- The analysis of transients of traction electric motors in electric locomotive considering operation conditions** 72
Kharlamov V.V., Shkodun P.K., Popov D.I., Pronenko A.V.
- Vector-algorithmic method for calculating electric power and electromagnetic torque of electric motor** 75
Khalina T.M., Stalnaya M.I., Eremochkin S.Yu.
- Mathematical modeling of transients in end synchronous generator with electromagnetic excitation** 79
Arkhipov M.G., Vstovskiy A.L., Panteliev V.I., Fediy K.S.
- Noncontact pulse compression generator. P. 1. Design and concept of operation. Calculation of sizes and mechanical parameters of generator** 84
Nosov G.V.
- Noncontact pulse compression generator. P. 2. Calculation of open-circuit and short-circuit parameters of generator** 88
Nosov G.V.

Сравнение магнитных циклов импульсного линейного электромагнитного двигателя с учетом мощности потерь в его обмотке Мошкин В.И.	93	The comparison of magnetic cycles of pulse linear electromagnetic engine considering loss power in its winding Moshkin V.I.
Математическая модель трехфазного трансформатора Пустоветов М.Ю.	97	Mathematical model of three-phase transformer Pustovetov M.Yu.
Специализированный гибридный процессор для всережимного моделирования в реальном времени статических синхронных компенсаторов Васильев А.С., Боровиков Ю.С., Гусев А.С., Сулайманов А.О.	101	The specific hybrid processor for full regime simulation in real time of static synchronous capacitor Vasilyev A.S., Borovikov Yu.S., Gusev A.S., Sulaymanov A.O.
Бездатчиковое управление асинхронным электроприводом с синергетическим регулятором Глазырин А.С.	107	Sensorless control of induction motor with synergistic controller Glazyrin A.S.
Разработка и лабораторное апробирование метода идентификации параметров электродвигателей на основе разностных схем Глазырин А.С., Боловин Е.В.	112	The development and laboratory testing of the method of identifying the electric motor parameter based on the difference schemes Glazyrin A.S., Bolovin E.V.
Регулируемый электропривод переменного тока по схеме надсинхронного вентильного каскада Дементьев Ю.Н.	116	AC variable speed drive with above-synchronous valve cascade Dementiev Yu.N.
Модификация метода переключающих функций для анализа вентильных преобразователей при работе на противо-ЭДС Гарганеев А.Г., Харитонов С.А.	122	Updating the technique of switching functions for analyzing valve inverters at counter-electromotive force operation Garganeev A.G., Kharitonov S.A.
Последовательный многошаговый синтез управления позиционным электроприводом Яковенко П.Г.	127	Sequential multi-step synthesis of controlling position electric drive Yakovenko P.G.
Математическое описание электроприводов переменного тока с вентильным преобразователем в нормальном и аварийном режимах Дементьев Ю.Н.	131	Mathematical description of ac drives with valve converters in normal and faulted mode Dementiev Yu.N.
Импульсный метод определения частотных характеристик силовых шунтов Заревич А.И., Муравьев С.В., Бедарева Е.В., Карпенко С.Р.	137	Pulse method for determining frequency response of high-current shunts Zarevich A.I., Muravyev S.V., Bedareva E.V., Karpenko S.R.
Минимизация емкости декады индуктивного делителя напряжения Заревич А.И., Муравьев С.В.	140	Minimization of decade capacitance in inductive voltage divider Zarevich A.I., Muravyev S.V.
Синтез двухчастотного тока индуктора на основе суммирования выходных параметров двух разночастотных резонансных преобразователей Земан С.К., Казанцев Ю.М., Осипов А.В., Юшков А.В.	144	Synthesis of dual-frequency inductor current based on summing up the output parameters of two heterofrequency resonant converters Zeman S.K., Kazantsev Yu.M., Osipov A.V., Yushkov A.V.
Определение параметров переходных процессов в схеме однотактного индуктивно-ключевого формирователя квазисинусоидального тока Гребенников В.В., Ярославцев Е.В.	150	Determining parameters of transients in the single-cycle current shaper of quasi-sinusoidal current Grebennikov V.V., Yaroslavtsev E.V.
Инверторный источник питания для заряда емкостного накопителя Буркин Е.Ю., Свиридов В.В., Степанов Е.Ю.	155	Inverter power supply for capacitor charging Burkin E.Yu., Sviridov V.V., Stepanov E.Yu.
Исследование широкодиапазонных пьезокварцевых влажносточувствительных элементов Ивашченко В.Е., Мазур В.Г., Пудалов А.Д.	160	Studying the wide range piezo-quartz humidity-sensitive elements Ivashchenko V.E., Mazur V.G., Pudalov A.D.
Исследование эффективности работы солнечной батареи в полевых условиях Саврасов Ф.В., Ковалев И.К.	165	Studying the efficiency of solar battery field operation Savrasov F.V., Kovalev I.K.
Экспериментальное определение поступления солнечной радиации на территорию северного региона Казахстана Садуакасова Г.Б., Пястолова И.А., Ключева П.Ю.	169	The experimental observation of solar radiation incoming to the territory of Kazakhstan northern region Saduakassova G.B., Pyastolova I.A., Klyueva P.Yu.
Использование электрогидравлической технологии для создания буронабивных свай Н.Т., Курец В.И., Филатов Г.П., Юшков А.Ю.	173	The use of electro-hydraulic technology for developing bored piles Zinovyev N.T., Kurets V.I., Filatov G.P., Yushkov A.Yu.
Цифровой измеритель мощности сигналов сложной формы на базе PXI-платформы Силушкин С.В., Муравьев С.В., Фомичев Ю.М., Емельянова Е.Ю.	176	Digital meter of complex signal power based on PXI Platform Silushkin S.V., Muravyev S.V., Fomichev Yu.M., Emelyanova E.Yu.
Оптический метод диагностики функциональных нарушений полых трубчатых органов Гюнтер С.В., Дамбаев Г.Ц., Вотяков В.Ф.	182	Optical method for diagnosing functional disorder of hollow organs Gyunter S.V., Dambaev G.Ts., Votyakov V.F.

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Профессору В.С. Логинову – 70 лет	187
Профессору О.П. Муравлеву – 75 лет	188
Профессору В.К. Жукову – 75 лет	190
Профессору А.А. Дульзону – 75 лет	192
Доценту Р.А. Вайнштейну – 75 лет	194

ANNIVERSARIES

Professor V.S. Loginov is 70	187
Professor O.P. Muravlev is 75	188
Professor V.K. Zhukov is 75	190
Professor A.A. Dulzon is 75	192
Associate professor R.A. Vaynshteyn is 75	194

РЕФЕРАТЫ СТАТЕЙ

196 SUMMARIES

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

200 INFORMATION ABOUT AUTHORS

УДК 536.24

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ В СТЕРЖНЕ С ДВУСТОРОННИМ ПОДВОДОМ ТЕПЛА

Ю.В. Видин, Д.И. Иванов, Р.В. Казаков

Сибирский федеральный университет, г. Красноярск
E-mail: idi86@inbox.ru

С использованием аналитических зависимостей произведен расчет распределения температуры в стержне с двусторонним подводом тепла, определены координаты экстремумов. Показано, что для такого стержня с уменьшением избыточной температуры на конце стержня при фиксированном значении избыточной температуры у его основания величина минимального температурного напора существенно снижается.

Ключевые слова:

Стационарный теплообмен, аналитические методы расчета температурных полей, развитые поверхности теплообмена.

Key words:

Stationary heat transfer, analytical methods for calculating the temperature fields, developed heat exchange surface.

В теплотехнике для существенной интенсификации процессов теплообмена широко используются оребренные поверхности [1, 2]. Как правило, подвод тепла в таких конструкциях происходит через основание ребра, т. е. является односторонним. Однако на практике могут иметь место случаи, когда стержни конечной длины связывают между собой две теплоотдающие поверхности, обладающие разными температурами. Тогда при условии, что соединительный элемент постоянного поперечного сечения, задача переноса тепла вдоль такого тела может быть записана в виде

$$\frac{d^2 \vartheta}{dx^2} - m^2 \vartheta = 0, \quad (1)$$

$$\vartheta = \vartheta_0, \text{ при } x=0, \quad (2)$$

$$\vartheta = \vartheta_1, \text{ при } x=l, \quad (3)$$

где $\vartheta = t - t_c$ – избыточная температура, °C; $\vartheta_0 = t_0 - t_c$, $\vartheta_1 = t_1 - t_c$ – избыточные температуры на концах рассматриваемого стержня, °C; t_c – температура окружающей среды стержня, °C; l – длина стержня, мм;

$$m = \sqrt{\frac{\alpha P}{\lambda f}}, \text{ м}^{-1},$$

где α , λ – коэффициенты теплоотдачи и теплопроводности соответственно; $P = 2(a+b)$, $f = ab$ – периметр и площадь поперечного сечения тела, где a , b – толщина и ширина ребра соответственно.

При условии, что $b \geq a$, параметр m можно представить в виде

$$m = \sqrt{\frac{2\alpha}{\lambda a}}.$$

Решение дифференциального уравнения (1) известно [1]

$$\vartheta = C_1 e^{mx} + C_2 e^{-mx}. \quad (4)$$

Постоянные интегрирования C_1 и C_2 находим из граничных условий (2) и (3):

$$C_1 = \frac{\vartheta_1 - \vartheta_0 e^{-ml}}{e^{ml} - e^{-ml}}; \quad (5)$$

$$C_2 = \frac{\vartheta_1 - \vartheta_0 e^{ml}}{e^{ml} - e^{-ml}}. \quad (6)$$

Подставляя (5) и (6) в зависимость (4), получим

$$\vartheta = \vartheta_0 \frac{\text{sh}[m(l-x)]}{\text{sh}(ml)} + \vartheta_1 \frac{\text{sh}(mx)}{\text{sh}(ml)}, \quad (7)$$

где $\text{sh}Z = \frac{e^Z - e^{-Z}}{2}$ – гиперболический синус, который относится к классу элементарных функций [3, 4].

Особенный инженерный интерес представляет месторасположение экстремума температуры по длине стержня и её величина.

Для этого, дифференцируя выражение (7), находим производную

$$\frac{d\vartheta}{dx} = m \left(-\vartheta_0 \frac{\operatorname{ch}[m(l-x)]}{\operatorname{sh}(ml)} + \vartheta_1 \frac{\operatorname{ch}(mx)}{\operatorname{sh}(ml)} \right). \quad (8)$$

Из ур. (8), при условии, что $\frac{d\vartheta}{dx} = 0$, получим

$$\vartheta_0 \operatorname{ch}[m(l-x^*)] = \vartheta_1 \operatorname{ch}(mx^*), \quad (9)$$

где x^* – осяевая координата экстремума функции (7).

Принимая во внимание, что гиперболический косинус равен $\operatorname{ch}Z = \frac{e^Z + e^{-Z}}{2}$, можно на основе соотношения (9) выразить координату x^* в следующем виде:

$$x^* = \frac{l}{2} \left(1 + \frac{1}{ml} \ln \frac{e^{ml} - \frac{\vartheta_1}{\vartheta_0}}{\frac{\vartheta_1}{\vartheta_0} e^{ml} - 1} \right). \quad (10)$$

Очевидно, что при $\vartheta_0 = \vartheta_1$, $x^* = l/2$, т. е. тепловой центр окажется в середине стержня.

Из выражения (10) также следует, что если отношения избыточных температур на концах стержня

на $\frac{\vartheta_1}{\vartheta_0}$ будет иметь значение

$$\frac{\vartheta_1}{\vartheta_0} = \frac{2e^{ml}}{e^{2ml} + 1}, \quad (11)$$

то экстремум температуры сместится в сторону менее нагретого основания, и координата x^* станет равной его длине, т. е. $x^* = l$. Если по условию задачи

величина $\frac{\vartheta_1}{\vartheta_0}$ окажется меньше, чем рассчитанная

по (11), то, следовательно, экстремум температуры уйдет за пределы длины рассматриваемого ребра.

Подставляя (10) в формулу (7), несложно рассчитать минимальную избыточную температуру по длине стержня.

Вычислив на основе зависимости (10) координату x^* , далее также можно рассчитать коэффициенты тепловой эффективности первой и второй частей стержня по формулам [4]:

$$E_1 = \frac{\operatorname{th}(mx^*)}{mx^*};$$

$$E_2 = \frac{\operatorname{th}[m(l-x^*)]}{m(l-x^*)}.$$

В качестве примера рассмотрим стержень прямоугольного сечения $l=100$ мм, изготовленный из стали, $\lambda=50$ Вт/(м·К), размеры которого $a \times b = 5 \times 100$ мм.

Коэффициент теплоотдачи на поверхности стержня примем $\alpha=20$ Вт/(м²·К).

Следовательно, параметр m равен $17,89$ м⁻¹.

Для $x=0$ примем температуру основания $t_0=100$ °С. На противоположной стороне $x=100$ мм рассмотрим три варианта: $t_1=90, 80, 70$ °С.

Во всех случаях температура среды одна и та же и равна $t_{\text{ср}}=20$ °С.

На рис. 1 приведены кривые изменения избыточной температуры для указанных трех случаев.

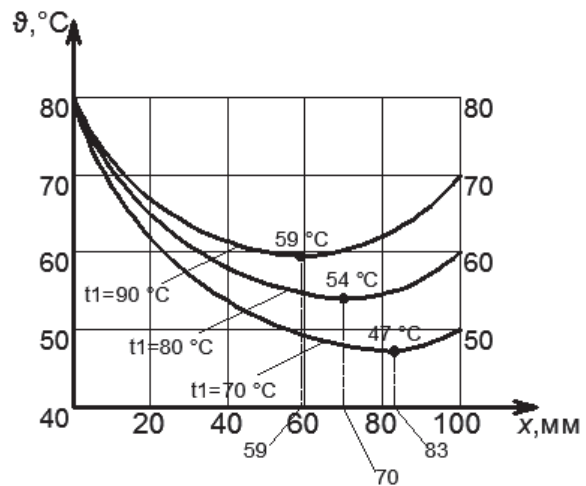


Рис. 1. Кривые изменения температуры стержня для значений температуры $t_1=90, 80, 70$ °С

При дальнейшем снижении температуры на противоположном основании конце стержня экстремум функции покидает пределы стержня.

На рис. 2 приведены кривые изменения избыточной температуры стержня для значений $t_1=60, 50$ °С.

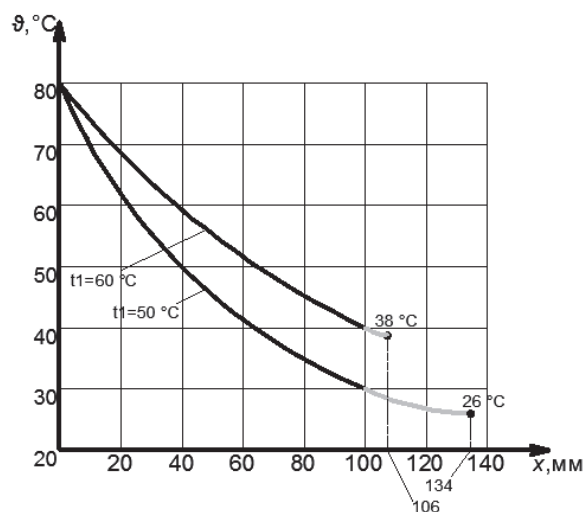


Рис. 2. Кривые изменения температуры стержня для значений температуры $t_1=60, 50$ °С

Выводы

Разработаны аналитические зависимости для расчета избыточных температур по длине стержня при двустороннем подводе тепла в зависимости от температур на концах рассматриваемого стержня и теплофизических свойств на основании элементарных функций. Произведены расчеты избыточных температур по длине стального стержня, результаты которых показали, что с уменьшением избыточной температуры на конце стержня при фиксированном значении температуры у его основания экстремум избыточной температуры стержня смещается вправо, и величина минимального температурного напора существенно снижается.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Керн Д., Краус А. Развитие поверхности теплообмена. — М.: Энергия, 1977. — 461 с.
2. Гольберг А.И., Корягин В.С., Мочан С.И., Тынтарев Э.М. Расчет и проектирование цельносварных экранов котельных агрегатов. — Л.: Энергия, 1975. — 272 с.
3. Сегал Б.И., Семендяев К.А. Пятизначные математические таблицы. — М.: Изд-во АН СССР. 1950. — 464 с.
4. Видин Ю.В., Бойков Г.П., Колосов В.В., Ромашенко А.С. Краткий справочник по тепломассообмену. — Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2007. — 169 с.

Поступила 01.03.2012 г.

УДК 621.311.22

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЗАМЕНЫ ПАРОВОГО ТУРБОПРИВОДА МЕХАНИЗМОВ СОБСТВЕННЫХ НУЖД ЭНЕРГБЛОКОВ ТЭС ГАЗОТУРБИННЫМ ПРИВОДОМ

Н.Н. Галашов

Томский политехнический университет

E-mail: gal@tpu.ru

Получено уравнение, позволяющее на основе срока окупаемости определить экономическую целесообразность замены парового турбопривода механизма собственных нужд энергоблоков ТЭС газотурбинным двигателем в зависимости от стоимости электроэнергии и топлива и стоимостных и режимных показателей газотурбинных двигателей.

Ключевые слова:

Механизм собственных нужд; энергоблок, паровой турбопривод; газотурбинный двигатель; срок окупаемости.

Key words:

Auxiliary mechanism; power block; steam turbine drive; gas turbine engine; payback period.

Одним из главных направлений развития электроэнергетики на современном этапе является повышение эффективности выработки электроэнергии на основе современных энерго- и ресурсосберегающих технологий [1]. В настоящее время в энергетике к таким технологиям можно отнести установки с газотурбинными двигателями (ГТД). В последнее время газотурбинные двигатели очень быстро совершенствуются: их КПД растет, и даже для простого цикла достиг 40...45 %, а стоимость существенно снижается: в 3...4 раза ниже, чем для паротурбинных установок. На ТЭС пока ГТД используется для привода электрогенераторов: самостоятельно или в комбинации с паротурбинными установками в парогазовых установках. Но на ТЭС имеется большое количество механизмов собственных нужд, которые в качестве привода используют электродвигатели или паровые турбины.

Увеличение отпуска электроэнергии за счет сокращения затрат энергии на собственные нужды является актуальной задачей при эксплуатации, проектировании и модернизации ТЭС и существенным источником энергосбережения. Так, применение паротурбинного привода питательных насосов на энергоблоках сверхкритического давления позволило сократить расход электроэнергии на собственные нужды на 2...2,5 %. А на разрабатываемых энергоблоках нового поколения на сверхкритические параметры пара применение паротурбинного привода питательных насосов позво-

лит сократить расход электроэнергии на собственные нужды на 3...3,5 %.

Как показано в [2] паровой турбопривод при большой мощности экономичнее электродвигателей, поэтому в настоящее время на всех энергоблоках сверхкритических параметров для питательных насосов и для воздухоудовок на блоках 500, 800 МВт он установлен в качестве привода.

Паровой турбопривод позволяет: идеально регулировать производительность механизмов изменением частоты вращения; выполнить механизмы на высокое число оборотов, что улучшает их показатели, уменьшает габариты и стоимость; увеличить полезный отпуск электроэнергии при одинаковой мощности турбогенератора из-за уменьшения ее на электропривод; уменьшить затраты на систему питания электропривода и снизить токи короткого замыкания; увеличить устойчивость режима работы механизмов, благодаря отсутствию влияния колебания частоты тока на их производительность. К недостаткам парового турбопривода следует отнести то, что усложняется тепловая схема энергоблока и электростанции; требуется подача пара на турбопривод от пусковой котельной или через резервные паропроводы от других энергоблоков при пуске энергоблока.

Достоинства, которые имеет паровой турбопривод, обеспечивает также ГТД. В последнее время ГТД даже при небольшой мощности уже достигли эффективного КПД 30...35 % [3]. Замена газотур-

бинным двигателем парового турбопривода позволяет увеличить отпуск электроэнергии с ТЭС на величину электроэнергии, невыработанной основной турбиной, в результате пропуска части пара через турбопривод. При этом достоинством ГТД является то, что выходящие из него высокотемпературные газы (450...550 °С) можно использовать в цикле энергоблока для повышения его эффективности или для увеличения отпуска теплоты внешним потребителям. В результате ГТД позволяет полезно использовать до 85 % теплоты сожженного топлива, в то время как коэффициент использования теплоты топлива у парового турбопривода не больше 35...40 %. ГТД не усложняет тепловую схему энергоблока и не требует наличия пара при пуске. Существенным достоинством ГТД является их высокая маневренность. Так, ГТД, выполненные на основе авиационных двигателей, могут пускаться и набирать номинальную мощность за 5...10 мин. Пуск ГТД можно осуществить без наличия электроэнергии с помощью пускателей на сжатом воздухе или газе.

К недостаткам замены парового турбопривода ГТД следует отнести то, что при модернизации необходимо произвести капитальные затраты в установку нового оборудования и для работы ГТД сжигать дополнительно газ или жидкое топливо.

Положительный эффект от замены паротурбинного привода газотурбинным двигателем будет в том случае, если выигрыш от продажи дополнительно отпущенной электроэнергии от ПТУ будет выше капитальных затрат на установку нового оборудования и затрат на топливо, сжигаемое в ГТД.

Дополнительный отпуск электроэнергии можно получить за счет:

- пропуска пара, который шел на паровой турбопривод, через отсеки основной турбины;
- использования теплоты уходящих газов ГТД в цикле ПТУ;
- сокращения потерь энергии в конденсационной установке турбопривода, если он работает на конденсатор;
- сокращения затрат энергии на дутьевых вентиляторах при использовании уходящих газов ГТД для сжигания топлива в котле ПТУ, т. к. эти газы имеют коэффициент избытка воздуха 3...5.

В данной работе будем учитывать только первые два пункта, т. к. они будут присутствовать всегда. Если будут присутствовать два последних пункта — это увеличит эффективность использования ГТД.

Поскольку замену парового турбопривода газотурбинным двигателем можно произвести за 3...4 месяца, экономическую эффективность оценим на основе простого срока окупаемости единовременных капитальных затрат без дисконтирования [4]

$$T_{ок} = K / (\Delta\Pi_{ч} + \Delta U_{ам}), \quad (1)$$

где K — капитальные затраты на покупку и установку ГТД со всем дополнительным оборудованием;

$\Delta\Pi_{ч}$ — годовой прирост чистой прибыли при замене парового турбопривода ГТД; $\Delta U_{ам}$ — годовые амортизационные отчисления на ГТД и дополнительное оборудование.

Капитальные затраты на установку ГТД определим как

$$K = k_{ГТД} N_{м.н.} / \eta_{м.н.}, \quad (2)$$

где $k_{ГТД}$ — удельные капитальные затраты на покупку и установку ГТД, дожимного компрессора, воздухоочистного и теплообменного оборудования, а также прочего дополнительного оборудования и трубопроводов, р/кВт; $N_{м.н.}$ — номинальная мощность механизма собственных нужд с заменяемым турбоприводом, кВт, $\eta_{м.н.}$ — КПД механизма собственных нужд в номинальном режиме.

Годовые амортизационные отчисления на новое оборудование определяются по формуле

$$\Delta U_{ам} = \alpha_{ам} K, \quad (3)$$

где $\alpha_{ам}$ — доля амортизационных отчислений.

Годовой прирост чистой прибыли при установке ГТД определяется как

$$\Delta\Pi_{ч} = \Delta\Pi_6 - \Delta H,$$

где $\Delta\Pi_6$ — годовой прирост балансовой прибыли; ΔH — налог на прибыль. С учетом доли налога на прибыль $\gamma = \Delta H / \Delta\Pi_6$ получаем

$$\Delta\Pi_{ч} = \Delta\Pi_6 (1 - \gamma). \quad (4)$$

Годовой прирост балансовой прибыли определится как

$$\Delta\Pi_6 = R_9 - B_{ГТД} \Pi_{т.},$$

где R_9 — годовая выручка от продажи дополнительной электроэнергии, р; $B_{ГТД}$ — расход условного топлива на ГТД, кг/год; $\Pi_{т.}$ — цена условного топлива, сжигаемого в ГТД, р/кг.

Дополнительный годовой отпуск электроэнергии сложится из следующих составляющих:

1) увеличения годового отпуска электроэнергии за счет пропуска пара турбопривода через отсеки основной турбины

$$\Delta\Theta_1 = D_{тп} H_{от} \eta_{oi} \eta_{м} \eta_{г} h_{год}, \quad (5)$$

где $D_{тп}$ — среднегодовой расход пара на паровой турбопривод, кг/с; $H_{от}$, η_{oi} — среднегодовые располагаемый теплоперепад, кДж/кг, и внутренний относительный КПД отсеков основной турбины, через которые пройдет пар турбопривода; $\eta_{м}$ — механический КПД турбины; $\eta_{г}$ — КПД электрогенератора; $h_{год}$ — число часов работы турбопривода в году.

Среднегодовой расход пара на паровой турбопривод определяется по формуле

$$D_{тп} = N_{м.н.ср} / (H_{отп} \eta_{oi.тп} \eta_{м.тп} \eta_{м.н.ср}),$$

где $N_{м.н.ср}$ — среднегодовая нагрузка механизма собственных нужд, кВт; $H_{отп}$, $\eta_{oi.тп}$ — среднегодовые располагаемый теплоперепад, кДж/кг, и внутренний относительный КПД парового турбопривода, кДж/кг; $\eta_{м.тп}$ — механический КПД турбопривода; $\eta_{м.н.ср}$ — КПД механизма собственных нужд при среднегодовой нагрузке. В результате, с учетом того, что обычно $H_{от} = H_{отп}$, уравнение (5) можно записать в следующем виде

$$\Delta\Theta_1 = N_{м.н.ср} \eta_{oi} \eta_{м} \eta_{г} h_{год} / (\eta_{oi.тп} \eta_{м.тп} \eta_{м.н.ср}).$$

2) увеличения годового отпуска электроэнергии в результате увеличения мощности основной турбины при использовании теплоты уходящих газов ГТД в цикле энергоблока

$$\Delta \dot{Q}_2 = Q_{и.ух} e \eta_m \eta_r h_{год},$$

где $Q_{и.ух}$ – используемая среднегодовая тепловая мощность уходящих газов ГТД, кВт; e – коэффициент использования мощности в месте подвода $Q_{и.ух}$ в цикле энергоблока.

Годовая выручка от продажи дополнительной электроэнергии определяется как

$$R_{\dot{Q}} = [N_{м.ср} \eta_{oi} / (\eta_{oi.тп} \eta_{м.тп} \eta_{м.ср}) + Q_{и.ух} e] \eta_m \eta_r h_{год} \Pi_{\dot{Q}}, \quad (6)$$

где $\Pi_{\dot{Q}}$ – стоимость отпускаемой электроэнергии, р/(кВт·ч).

Годовой расход топлива на ГТД определяется по формуле

$$B_{ГТД} = b_{ГТД} N_{м.ср} h_{год} / \eta_{м.ср}, \quad (7)$$

где $b_{ГТД}$ – удельный расход условного топлива на ГТД при $N_{м.ср}$, кг/(кВт·ч).

На основе уравнений (4), (6) и (7) получаем

$$\Delta \Pi_{\dot{Q}} = \left\{ \left[N_{м.ср} \eta_{oi} / (\eta_{oi.тп} \eta_{м.тп} \eta_{м.ср}) + Q_{и.ух} e \right] \times \right. \\ \left. \times \eta_m \eta_r \Pi_{\dot{Q}} - b_{ГТД} N_{м.ср} h_{год} \Pi_{\dot{Q}} / \eta_{м.ср} \right\} h_{год} (1 - \gamma). \quad (8)$$

В результате подстановки уравнений (2), (3) и (8) в (1) и несложных преобразований получаем

$$T_{ок} = \left\{ \left[\frac{N_{м.ср}}{N_{м.н}} \frac{\eta_{oi} \eta_m \eta_r}{\eta_{oi.тп} \eta_{м.тп} \eta_{м.ср}} + \frac{Q_{и.ух} e \eta_m \eta_r}{N_{м.н}} - \frac{b_{ГТД} N_{м.ср} \Pi_{\dot{Q}}}{N_{м.н} \Pi_{\dot{Q}}} \right] \times \right. \\ \left. \times \frac{h_{год} (1 - \gamma) \eta_{м.ср} \Pi_{\dot{Q}}}{k_{ГТД}} + \alpha_{ам} \right\}^{-1}. \quad (9)$$

Это уравнение можно преобразовать к более удобному для расчетов и анализа виду.

Введем следующее обозначение: $k_{N_{м.ср}} = N_{м.ср} / N_{м.н}$ – коэффициент среднегодовой нагрузки механизма собственных нужд. Эффективную мощность ГТД в номинальном режиме можно записать как $N_{ГТД.н} = Q_{ГТД.н} \eta_{ГТД.н} = N_{м.ср} / \eta_{м.ср}$, где $Q_{ГТД.н}$ – тепловая мощность, подводенная к ГТД в номинальном режиме; $\eta_{ГТД.н}$ – эффективный КПД ГТД в номинальном режиме. Откуда $N_{м.ср} = Q_{ГТД.н} \eta_{ГТД.н} \eta_{м.ср}$. Обозначим $Q_{и.ух} / Q_{ГТД.н} = k_{Q_{и.ух}}$ – коэффициент использования тепла уходящих газов ГТД.

После подстановки этих выражений в уравнение (9) получаем

$$T_{ок} = \left\{ \left[k_{N_{м.ср}} \frac{\eta_{м.ср}}{\eta_{м.ср}} \left(\frac{\eta_{oi} \eta_m \eta_r}{\eta_{oi.тп} \eta_{м.тп}} - b_{ГТД} \frac{\Pi_{\dot{Q}}}{\Pi_{\dot{Q}}} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + k_{Q_{и.ух}} \frac{e \eta_m \eta_r}{\eta_{ГТД.н}} \right] \times \right. \\ \left. \times \frac{h_{год} (1 - \gamma) \Pi_{\dot{Q}}}{k_{ГТД}} + \alpha_{ам} \right\}^{-1}. \quad (10)$$

Уравнение (10) позволяет для любого механизма собственных нужд ТЭС проанализировать влияние на срок окупаемости замены паротурбинного при-

вода газотурбинным двигателем основных режимных и стоимостных показателей. При этом видно, что главную роль играют стоимости электроэнергии и топлива, удельные капитальные затраты в ГТД, эффективный КПД ГТД, продолжительность работы привода в году и коэффициент его загрузки, а также величина и место ввода в цикл ПТУ используемого тепла уходящих газов ГТД.

В уравнении (10) можно выделить комплекс

$$\frac{\eta_{oi} \eta_m \eta_r}{\eta_{oi.тп} \eta_{м.тп}} - b_{ГТД} \frac{\Pi_{\dot{Q}}}{\Pi_{\dot{Q}}}, \quad (11)$$

отрицательное значение которого позволяет сразу оценить недопустимую область использования ГТД. В первом приближении можно принять $\eta_{oi} \eta_m \eta_r / (\eta_{oi.тп} \eta_{м.тп}) = 1$. Тогда из (11) следует, что необходимо рассматривать только варианты, где $\Pi_{\dot{Q}} > b_{ГТД} \Pi_{\dot{Q}}$.

Для представления влияния на срок окупаемости замены турбопривода газотурбинным двигателем $\Pi_{\dot{Q}}$, $\Pi_{\dot{Q}}$ и $k_{ГТД}$ были произведены расчеты при следующих заданных величинах: $h_{год} = 8500$ ч; $k_{N_{м.ср}} = 0,75$; $k_{Q_{и.ух}} = 0,4$; $e = 0,3$; $\eta_{oi} = 0,87$; $\eta_{oi.тп} = 0,8$; $\eta_m = 0,98$; $\eta_{м.тп} = 0,97$; $\eta_r = 0,985$; $\eta_{м.ср} = 0,75$; $\eta_{м.н} = 0,8$; $\eta_{ГТД.н} = 0,3$; $b_{ГТД} = 0,4$; $\alpha_{ам} = 0,083$; $\gamma = 0,2$. Результаты расчетов приведены в таблице.

Таблица. Срок окупаемости замены парового турбопривода ГТД, лет

$\Pi_{\dot{Q}}$, р/кг	$k_{ГТД}$, р/кВт	$\Pi_{\dot{Q}}$, р/(кВт·ч)					
		0,5	0,75	1,0	1,25	1,5	2,0
1	5000	2,00	1,08	0,74	0,56	0,45	0,33
	10000	3,44	1,98	1,40	1,08	0,88	0,64
	15000	4,51	2,75	1,98	1,54	1,27	0,93
	20000	5,35	3,41	2,50	1,98	1,63	1,21
1,5	5000	3,55	1,41	0,88	0,64	0,50	0,36
	10000	5,49	2,53	1,65	1,22	0,97	0,69
	15000	6,70	3,44	2,31	1,74	1,40	1,00
	20000	7,54	4,18	2,89	2,21	1,79	1,30
2	5000	15,65	2,04	1,09	0,75	0,57	0,38
	10000	13,62	3,49	2,00	1,40	1,08	0,74
	15000	13,05	4,13	2,77	1,99	1,55	1,08
	20000	12,78	5,42	3,44	2,52	1,98	1,40
2,5	5000	–	3,68	1,43	0,89	0,65	0,42
	10000	–	5,63	2,56	1,66	1,23	0,81
	15000	–	6,85	3,47	2,33	1,75	1,17
	20000	–	7,68	4,23	2,91	2,22	1,51
3	5000	–	18,40	2,08	1,10	0,75	0,46
	10000	–	14,56	3,55	2,02	1,41	0,88
	15000	–	13,62	4,64	2,80	2,00	1,28
	20000	–	13,19	5,49	3,46	2,53	1,65

Из таблицы видно, что в широком диапазоне стоимостей электроэнергии, топлива и оборудования имеется приемлемый срок окупаемости замены парового турбопривода механизмов собственных нужд энергоблоков ТЭС газотурбинным двигателем.

Как было сказано выше, паровой турбопривод в настоящее время установлен на всех энергобло-

ках сверхкритических параметров для питательных насосов и для воздуходувок на блоках 500, 800 МВт. В первую очередь замену парового турбопривода газотурбинным двигателем необходимо рассматривать для энергоблоков, работающих на газе, в связи с возможностью использования газа для работы ГТД, а также для энергоблоков большой мощности, т. к. их турбопривод имеет более высокую мощность, а значит меньшие удельные капитальные затраты.

Уравнение (10) получено при условии замены парового турбопривода механизма собственных нужд существующего энергоблока ГТД, но его можно использовать также для анализа установки ГТД вместо парового турбопривода на вновь проектируемых энергоблоках. В этом случае в уравнении (10) вместо $k_{ГД}$ надо подставлять $\Delta k_{ГД}$ — разницу капитальных затрат в установку ГТД и парового турбопривода. Поскольку эта разница близка к нулю, а часто отрицательна, то такая замена весьма

эффективна, если попадаем в допустимую область по условию (11).

Выводы

1. Замена парового турбопривода механизмов собственных нужд существующих энергоблоков ТЭС газотурбинным двигателем позволяет увеличить отпуск электроэнергии, улучшить структуру тепловой схемы энергоблока и повысить его КПД в результате использования теплоты уходящих газов газотурбинного двигателя, а также увеличить маневренность привода механизмов собственных нужд и, соответственно, энергоблока.
2. Большой экономический эффект можно получить при установке газотурбинных двигателей для привода механизмов собственных нужд вместо парового турбопривода на вновь проектируемых энергоблоках ТЭС.

Работа выполнена в рамках государственного задания «Наука».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Энергетическая стратегии России на период до 2030 года // Прил. к обществ.-дел. журн. «Энергетическая политика». — М.: ГУ ИЭС, 2010. — 185 с.
2. Техничко-экономические основы выбора параметров конденсационных электрических станций / под ред. Л.С. Стермана. — М.: Высшая школа, 1970. — 280 с.
3. Иноземцев А.А., Сандарский В.Л. Газотурбинные двигатели. — Пермь: ОАО «Авиадвигатель», 2006. — 1204 с.
4. РД 153–34.1–09.321–2002. Методика экспресс-оценки экономической эффективности энергосберегающих мероприятий на ТЭС. — М.: СПО ОРГРЭС, 2003. — 84 с.

Поступила 28.05.1012 г.

АНАЛИЗ РЕСУРСОВ ПАРОВЫХ ТУРБИН НА ОСНОВЕ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ЦИКЛОВ

Л.В. Савостьянова, В.В. Литвак

Томский политехнический университет

E-mail: savost@tpu.ru

С помощью данных ремонтно-эксплуатационной документации электростанций Сибири и Дальнего Востока проведён анализ эксплуатационных характеристик паровых турбин. Показана разница ресурсов и производственных циклов для различных типов турбин. Рассчитаны характеристики производственных циклов и показатели надёжности.

Ключевые слова:

Паровая турбоустановка, производственный цикл, наработка, показатели надёжности.

Key words:

Steam turbine plant, production cycle, time, reliability indicators.

На электростанциях страны в настоящее время эксплуатируется несколько сотен паровых турбин разной мощности и разных заводов-изготовителей. Большинство из них выработали свой проектный ресурс и продолжают нести нагрузку в соответствии с диспетчерскими заданиями. Доля выработки электроэнергии на паротурбинных установках сохраняется на уровне 75...80 %. Это говорит об эффективности принятой в советские времена схемы ремонтно-эксплуатационного обслуживания турбинного парка, обеспечивающего сохранение работоспособности оборудования [1].

Цель работ, выполненных авторами в 2010–2011 гг., заключалась в изучении остаточных ресурсов паровых турбин, отработавших значительные периоды времени. Изучение остаточного ресурса, т. е. суммарной наработки объекта от момента контроля его технического состояния до перехода объекта в предельное состояние, этих паровых турбин представляет значительный интерес, поскольку обновление парка идёт недопустимо медленно из-за острого недофинансирования отрасли, а перспективы роста инвестиций остаются сомнительными. Действующие установки имеют значительный износ, а периодические плановые ремонты не обеспечивают замену изношенных узлов и продолжают нести нагрузку.

Цель разработок авторов заключается в исследовании остаточных ресурсов турбин и обосновании рекомендаций по объёмам, срокам и порядкам ремонтно-эксплуатационного обслуживания турбин, имеющих определённое количество и характер дефектов в тех или иных узлах, и возникающих из-за значительных сроков эксплуатации и количества пусков турбин. Исследования в этом направлении значительное время не проводятся из-за последствий реформирования электроэнергетики как отрасли. В данной работе представлены материалы проведённых исследований влияния количества пусков и наработки в производственном цикле на остаточный ресурс турбоустановки.

В 2011 г. авторами предпринято исследование остаточных ресурсов и производственных циклов паротурбинных установок электростанций Сибири и Дальнего Востока. Сведения о ремонтно-эксплуатационных характеристиках турбин извлечены из документов, представленных электростанциями. Некоторые важные результаты этого исследования представлены в настоящей работе.

Производственным циклом турбоустановки принято называть календарную продолжительность эксплуатационного периода, от момента пуска в работу и после окончания предыдущего капитального ремонта до момента окончания после-

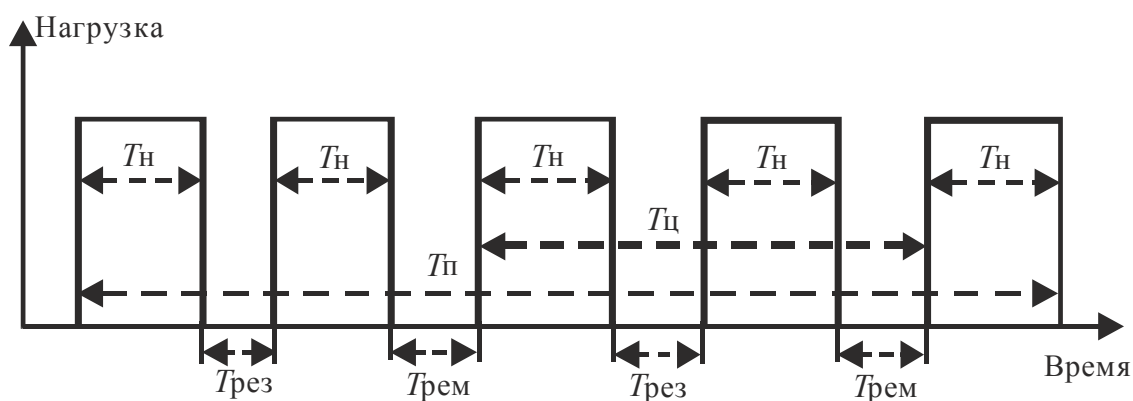


Рис. 1. Производственный цикл установки: T_H — время несения нагрузки; $T_{рез}$ — время нахождения в резерве; $T_{рем}$ — время нахождения в ремонте; $T_{ц}$ — производственный цикл установки; $T_{п}$ — производственный период

дующего планового капитального ремонта. В период производственного цикла установка может находиться в состоянии планового ремонта, несения нагрузки и резерва, рис. 1.

Время, в течение которого турбоустановка несет нагрузку, является основным технологическим процессом и, независимо от величины нагрузки, далее будет именоваться — наработка. Режим «резерв» турбоустановки предусмотрен для случаев, когда турбоустановка по диспетчерскому графику находится в состоянии ожидания и готова к приёму нагрузки (после проведения пусковых операций). Режим «ремонт» предусматривает выполнение плановых и внеплановых ремонтных работ. Далее учтены лишь те ремонтные работы, которые имеют затраты 300 календарных часов и выше.

Для всей совокупности обследованных турбин средняя продолжительность производственного цикла составила 22691 ч (945,5 сут.), а структура представлена на рис. 2.

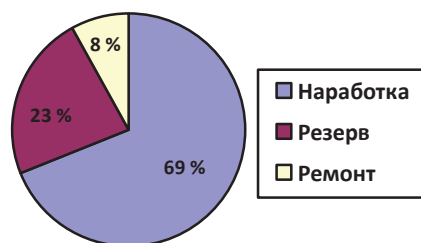


Рис. 2. Структура производственного цикла, усреднённая по генеральной совокупности

Структура производственного цикла турбин, работающих на разных электростанциях, практически не отличается друг от друга. Это связано, по-видимому, с единством ремонтно-эксплуатационной политики и совпадением подходов диспетчерского управления [2].

Определённые отличия в производственных циклах имеют турбины разных заводов-изготовителей (рис. 3).

Средняя продолжительность по выборке производственного цикла турбин ЛМЗ составляет 24121 ч, УТМЗ — 21322 ч.

Интерес к изучению структуры производственного цикла паротурбинного оборудования основывается на том, что соотношение наработки, продолжительности ремонта и резерва определяют основные характеристики надёжности — вероятность

безотказной работы, время безотказной работы, наработка на отказ, назначенный ресурс, коэффициент готовности и др.

В связи с этим важно знать, в какой мере параметры производственного цикла изменяются в течение всего срока эксплуатации паровой турбины [1]. Так турбина Р-50-130, пущенная в эксплуатацию в 1964 г., в течение двух разных десятилетий показала характеристики производственного цикла по отношению к календарной средней продолжительности цикла (табл. 1).

Таблица 1. Характеристики производственных циклов турбины Р-50-130 в течение двух разных десятилетий

Показатель	Период с 1964 по 1974 гг.		Период с 1986 по 1996 гг.	
	Кол-во часов, ч: мин.	%	Кол-во часов, ч: мин.	%
Нарботка, всего	79248:34	—	72976:24	—
Средняя наработка на цикл	11320:56	93	14595:16	90
Средняя продолжительность ремонта	709:32	6	1502:44	9
Средняя продолжительность резерва	125:38	1	146:15	1

Разумеется, эти изменения вызваны не столько состоянием работоспособности установки, сколько известными изменениями в управлении и рыночными преобразованиями в энергетике.

Парковые характеристики производственных циклов обследованных турбоустановок за весь период эксплуатации приведены в табл. 2.

Обращает на себя внимание существенное различие индивидуальных и парковых характеристик производственных циклов. Так, размах средних продолжительностей циклов по обследованным турбинам достигает 47667 ч, а ремонтных простоев — 2568 ч (табл. 2). Это означает, что индивидуальные особенности турбин — дефектуемые узлы, темпы нарастания дефектов, продолжительности межремонтного периода, программы ремонтного обслуживания и др. играют более существенную роль в обеспечении работоспособности, чем парковые. Обнаруживается и подтверждается тот факт, что дефекты возникают и нарастают в узлах установки по-разному. Так, на турбине Р-50—130 дефекты бандажных обойм на диафрагмах возникают и уве-

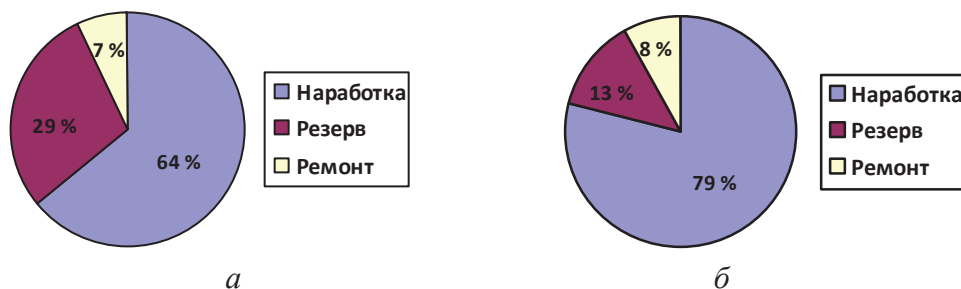


Рис. 3. Структуры производственных циклов турбин ЛМЗ (а), УТМЗ (б)

Таблица 2. Парковые характеристики производственных циклов турбин

Тип турбины	Завод-изготовитель	Наработка за период эксплуатации, ч	Число пусков за период эксплуатации	Средняя наработка на пуск, ч	Средняя продолжительность производственного цикла, ч	Средние характеристики цикла			
						Наработка, ч	Ремонт, ч	Резерв, ч	Число пусков
ВРТ-25-3	УТМЗ	380793	302	1190	19947	17309	1465	1194	15
ПТ-25-90/10	УТМЗ	394272	314	1256	23569	20751	1065	1753	17
Р-25-90	ХТГЗ	341224	269	1268	16183	13124	1113	1947	10
Р-25-90	ХТГЗ	331310	251	1320	10991	7530	825	2660	6
ПТ-25-90	УТМЗ	396138	275	1440	15399	12779	1072	1549	9
ПТ-25-90	УТМЗ	402727	337	1195	15780	13424	919	1473	11
Р-25/90/15	ХТГЗ	147583	74	1994	21914	14758	1356	5800	7
ПТ-60-90-13	ЛМЗ	336275	265	1269	13274	9608	1398	2286	8
ПТ-60-130	ЛМЗ	340902	326	1046	10904	8315	1500	1105	8
ПТ-65/75-130	ЛМЗ	342109	339	1009	12175	9503	1344	1360	9
ПТ-65/75-130	ЛМЗ	353544	289	1223	14318	11785	1006	1527	10
Р-50-130	ЛМЗ	284498	193	1474	19126	12932	1441	4753	9
Р-50/130/15	ЛМЗ	239793	320	749	47667	29974	1473	17082	40
Р-50/130/15	ЛМЗ	244488	304	804	41152	27165	1960	12035	34
Т-100-130	УТМЗ	275711	443	622	27046	21209	2359	3478	34
Т-100-130	УТМЗ	262944	371	709	28549	21912	2112	4979	31
Р-100-130	УТМЗ	121197	253	479	35352	17314	1978	16060	36
Р-100-130	УТМЗ	220819	307	719	28936	22082	2568	4287	31
ПТ-80-130	ЛМЗ	215993	243	889	30437	23999	1725	4713	27
ПТ-80-130	ЛМЗ	206117	216	954	30193	22901	1701	5590	24
Т-175/210-130	ТМЗ	181955	173	1052	19593	13997	2361	3396	13
Т-175/210-130	ТМЗ	167501	148	1132	24545	16750	2995	4800	15
Т-185/220-130	УТМЗ	156282	132	1184	17167	13023	1672	2677	12
К-100-90	ЛМЗ	181812	448	406	25534	15151	2492	7891	37
К-100-90	ЛМЗ	219898	371	593	32232	21990	1987	8255	37
К-100-90	ЛМЗ	218927	386	567	26303	1824	1932	6127	32
К-100-90	ЛМЗ	221515	313	708	25566	18460	1316	5790	26
К-210-130	ЛМЗ	156824	495	317	19426	11202	2105	6119	35
К-210-130	ЛМЗ	153677	486	316	23906	13971	2057	7878	44
К-210-130	ЛМЗ	135604	518	262	23063	12328	2090	8881	47
К-210-130	ЛМЗ	136084	472	288	18880	10468	2166	6624	36
К-215-130	ЛМЗ	111351	293	380	21427	12372	1864	7190	33
Т-50/60-8,8	ЛМЗ	6814	13	524	9120	3407	360	5352	7
Т-43-90-2М	ЛМЗ	384553	71	5416	19873	14790	1050	4032	3
Т-43-90-2М	ЛМЗ	357970	238	1504	25988	19887	871	5229	13
ПТ-25-90/10	УТМЗ	352404	174	2025	25608	19578	1269	4761	10
ПТ-60-90/13	ЛМЗ	346244	202	1714	21521	16487	1261	3772	10
Т-118/125/130-8	УТМЗ	88487	39	2268	13637	9832	797	3008	4
ПТ-140/165-130/15	УТМЗ	91643	56	1636	14723	10183	1422	3118	6
ПР-25/30-90/10/0,9	ТМЗ	300213	206	1457	27844	17660	2334	7894	12
ПТ-25-90	ТМЗ	354927	200	1775	27844	20878	1873	5244	12
ПР-25-90	ТМЗ	293656	257	1143	22541	13984	1790	6834	12
Т-25-90	ТМЗ	202764	380	534	24954	15597	1702	7655	29
Т-25-90	ТМЗ	173706	271	641	18380	12408	1062	4355	19
ПТ-60-90/13	ЛМЗ	313218	192	1631	22893	17401	1883	3609	11
Т-100-130	ТМЗ	316478	246	1286	20761	16657	1495	2610	13
Т-100-130	ТМЗ	292145	278	1051	22172	17185	1645	3341	16
Т-100/120-130	УТМЗ	274907	219	1255	22803	18327	1806	2670	15
Т-180/210-130-1	ЛМЗ	147466	366	403	22912	14747	2329	5836	37
Т-180/210-130-1	ЛМЗ	129479	368	352	27456	16185	1995	9276	46
Т-180/210-130-1	ЛМЗ	124707	292	427	26398	15588	1518	9291	37
Т-180/210-130-1	ЛМЗ	11929	53	225	21954	8503	469	15520	27
Среднее значение		239300	270	1078	22691	15369	1622	5474	21

Число пусков

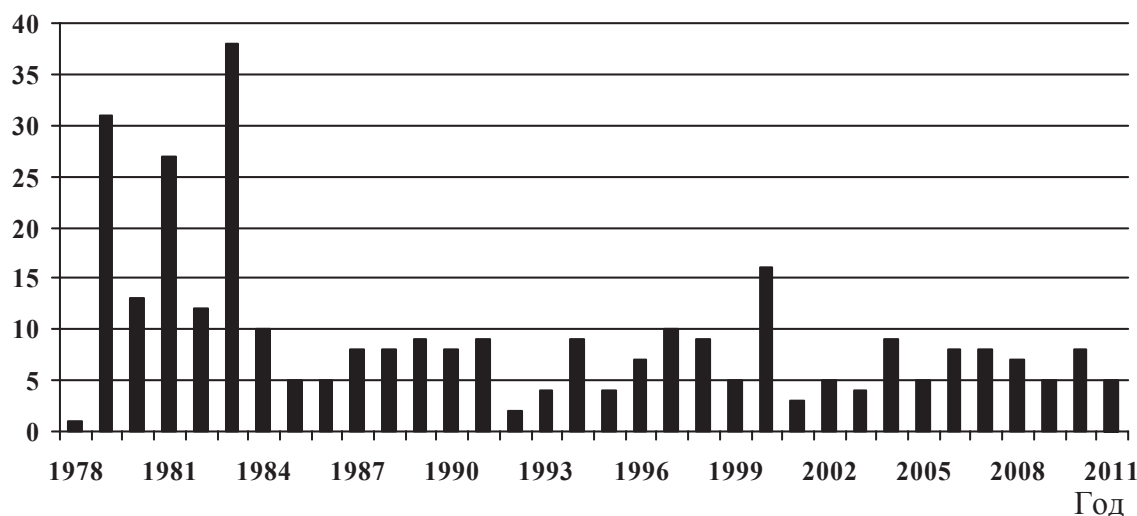


Рис. 4. Распределение годового цикла пусков турбины Р-100-130, имеющей на 31.12.2011 г. наработку 220819 ч

личиваются за межремонтный период настолько, что их замена предусматривается при каждом ремонте [2]. Это означает, что срок нарастания дефекта равен межремонтному периоду.

Поэтому на электростанциях целесообразно сформировать информационные базы данных по ремонтному и эксплуатационному обслуживанию – аналог «диагностической карты» и ремонтному формуляру. Такой электронный документ позволит более обоснованно принимать решения о продлении эксплуатации турбины.

На продолжительность межремонтного пробега паровых турбин, кроме прочих причин, серьезно влияет количество пусков-остановов [3]. Для примера на рис. 4 показано распределение числа пусков турбины Р-100-130 с 1978 по 2011 г.

Среднее число пусков в год этой турбины за период эксплуатации составило 9. При средней продолжительности цикла 28936 ч среднее число пусков на цикл равно 31 (табл. 2).

Парковые характеристики пусков турбин приведены в табл. 2. По всей генеральной совокупности среднее число пусков на цикл находится в пределах от 3 до 47.

Здесь с очевидностью подтверждается правило: чем больше пусков, тем короче межремонтный пробег.

Поэтому в оценке индивидуальных характеристик надёжности турбины следует учитывать не только наработку, но и количество пусков. Индивидуальные статистические характеристики могут быть легко преобразованы в характеристики надёжности, рассмотрим это на примере турбины Т-100-130 ТМЗ (показатели надёжности рассчитаны для периода, равному 1 году):

- вероятность безотказной работы 0,6;
- коэффициент готовности 0,91;
- вероятная продолжительность безотказной работы после очередного ремонта 13302 ч.

Информация о ремонтно-эксплуатационной истории турбоустановок рассредоточена в многочисленных документах на электростанциях. Большая часть этих документов лежит без движения. Это дефектные ведомости, ремонтные формуляры, программы и графики ремонтных работ, ведомости заказа запчастей, оперативные журналы и др. На основе этой информации для каждой турбоустановки может быть создана «диагностическая карта» в форме электронной базы данных, по которой можно восстановить подлинный индивидуальный ремонтно-эксплуатационный портрет. Тогда станет возможным формировать поток данных по узлам установки, видам дефектов, темпам нарастания дефектов, временным и другим технологическим признакам. Характеристики надёжности тогда станет возможно рассчитывать для отдельных узлов и блоков установки. В первую очередь – вероятное время безотказной работы каждого узла.

Ремонтная история каждой установки может быть воссоздана на каждой электростанции по материалам ремонтных формуляров, дефектных ведомостей, заказной документации и т. п. в виде информационной базы.

Выводы

1. Экспериментально установлено, что средний межремонтный ресурс паровых турбин тепловых электростанций Сибири и Дальнего Востока составил 15369 ч, в то время как нормативный межремонтный ресурс для рассматриваемых турбин составляет от 27200 до 34000 ч [4]. Из этого следует, что накапливаемые дефекты в узлах установки не позволяют продолжать её эксплуатацию без проведения ремонтных работ.
2. Сокращение располагаемого ресурса паровой турбины, связанное с длительными сроками эксплуатации и приближением к предельному

- состоянию отдельных узлов, требует перехода к индивидуальному планированию ремонтных процедур. Это можно осуществить только с учетом ремонтной истории за весь период эксплуатации, а не на основе «назначенного» ресурса.
3. Ремонтно-эксплуатационная история паровой турбины, как электронная база данных, позволит перейти к планированию ремонтных работ

(срок и объёмы ремонта, заказ запчастей и др.) с учетом состояния отдельных узлов, условий эксплуатации, наработки, числа пусков, сведений о дефектах. Это повысит надёжность паровых турбин по экспертной оценке на 10...14 % и уменьшит количество аварийных остановов.

Работа выполнена при поддержке ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Родин В.Н., Шарапов А.Г., Мурманский Б.Е. и др. Ремонт паровых турбин / под общ. ред. Ю.М. Бродова. – Екатеринбург: Изд-во УГТУ-УПИ, 2002. – 211 с.
2. Литвак В.В., Панин В.Ф. Надёжность теплоэнергетического оборудования и экологическая обстановка вокруг ТЭС. – Томск: Изд-во НТЛ, 2009. – 280 с.
3. Резинских В.Ф., Гладштейн В.И., Авруцкий Г.Д. Увеличение ресурса длительно работающих турбин. – М: Издательский дом МЭИ, 2007. – 296 с.
4. СО 34.04.181-2003. Правила организации технического обслуживания и ремонта оборудования, зданий и сооружений электростанций и сетей. – М., 2004.

Поступила 28.02.2012 г.

УДК 536.46+532.685

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЗАЖИГАНИЯ ТОРФА В УСЛОВИЯХ ЕГО ПРОМЫШЛЕННОГО СКЛАДИРОВАНИЯ

Р.Н. Кулеш, А.Н. Субботин

Томский политехнический университет
E-mail: ronikul@tpu.ru, subbot@inbox.ru

Определены истинные теплофизические характеристики торфа и конденсированных продуктов его термического разложения (кокса, золы). Установлено критическое значение влажности торфа, при котором может произойти его возгорание. Найдены зависимости времени загорания и начальной температуры источника загорания от влажности торфа.

Ключевые слова:

Торф, загорание, влажность, физические и кинетические параметры торфа.

Key words:

Peat, ignition, humidity, physical and kinetic parameters of peat.

В России учтено и частично разведано 65868 торфяных месторождений общей площадью 80,5 млн га с запасами около 235 млрд т или 47 % от всех мировых запасов торфяного сырья, что делает торф особо важным и стратегически значимым сырьем, особенно учитывая ограниченность, а также приближающуюся исчерпаемость запасов традиционных горючих полезных ископаемых (нефть, газ, уголь) [1].

В целом технологию использования торфа, начиная с его добычи и заканчивая конечным продуктом, можно представить в виде схемы: осушение месторождения, добыча, складирование изъятых торфа, транспортировка, складирование для хранения, использование в качестве топлива. При использовании торфа для любых целей существует ряд общих операций, в основном связанных с добычей сырья и его подготовкой к использованию, которые характеризуются повышенной пожарной опасностью, т. к. из торфа выводится влага. Необходимо отметить, что степень пожароопасности торфа значи-

тельно выше, чем угля. Он легко самовозгорается и является горючим материалом, который может воспламениться от небольшого источника загорания [2, 3]. Зачастую при складировании торфа наблюдается его самовозгорание [4]. Причиной самовозгорания торфа являются взаимосвязанные биохимические, физические и химические процессы.

По другому сценарию происходит возгорание торфа от внешнего теплового источника. В большинстве случаев механизм рассматриваемого явления определяется тем, что вначале отдельные горячие очаги (электрическая, механическая или тепловая искра, горящая спичка, тлеющий окурочок и т. д.) попадают на поверхность торфа. В случае если тепловой источник имеет достаточную энергию, может произойти возгорание торфа и заглубление очага горения, после чего тушение пожара становится более проблематичным, а в отдельных условиях и невозможным.

Обзор литературных источников [5–10] показал, что в научной литературе отсутствуют экспе-

риментальные данные о механизме загорания и горения торфа по описанному выше сценарию, и, возможно, это не позволяет решать практические задачи по оперативному предотвращению и тушению торфяных пожаров как при его складировании, так и в естественных условиях, что отражает актуальность данной работы. Для решения задачи можно использовать математическое моделирование процессов теплопереноса в неоднородных средах [5], но для этого необходимо знать истинные плотности и теплофизические параметры торфа и конденсированных продуктов его термического разложения. К сожалению, в литературе не удалось обнаружить истинные значения указанных выше величин.

Определение истинных теплофизических параметров торфа и конденсированных продуктов его термического разложения

Теплофизические характеристики торфа c_p и λ определялись методом динамического калориметра с помощью измерителей теплоемкости ИТ- c_p -400 и теплопроводности ИТ- λ -400. Из аналитических проб торфа, кокса и золы посредством прессования до давления $2,5 \cdot 10^7$ Па были созданы образцы, по которым определялись истинные плотности исследуемых материалов. Под истинной плотностью вещества понимается плотность образца этого вещества при отсутствии в нем пор (полученного прессованием при больших давлениях). Значения истинных плотностей исследуемых образцов оказались равными: торф – 1560, кокс – 1430, зола – 1720, кг/м³. Погрешности определения истинной плотности не превышала 4,1 %.

Условия эксплуатации приборов ИТ- c_p -400 и ИТ- λ -400 не позволяют проводить измерения теплофизических свойств образцов при потере массы, поэтому теплоемкость и теплопроводность торфа определена до температуры 398 К, теплоемкость и теплопроводность кокса – до 498 К, а теплоемкость золы найдена в диапазоне максимальной возможной температуры, создаваемой прибором, – до 673 К. Суммарные погрешности определения теплофизических характеристик торфа не превышали $\delta c_p \leq 8,4$ %, $\delta \lambda \leq 7,37$ %.

В результате проведения экспериментальных исследований получены зависимости теплоемкости и теплопроводности исследуемых веществ от температуры (рис. 1).

Немонотонный характер зависимостей c_p и λ от температуры обусловлен, вероятно, неоднородностью состава торфа и соответственно разными режимами нагрева входящих в его состав компонентов. Кроме того, границы немонотонных изменений для некоторых параметров практически совпадают с погрешностями измерений. Поэтому для численных расчетов удобнее использовать средние значения этих теплофизических величин. Как следует из анализа зависимостей $c_p(T)$, истинные теплоемкости золы и кокса в исследованном диапазоне температур можно считать постоянными.

С учетом этого средняя истинная теплоемкость золы равна 884,9 Дж/(кг·К), кокса – 706,7 Дж/(кг·К), а истинные значения теплопроводности торфа и кокса равны соответственно 0,493 и 0,398 Вт/(м·К).

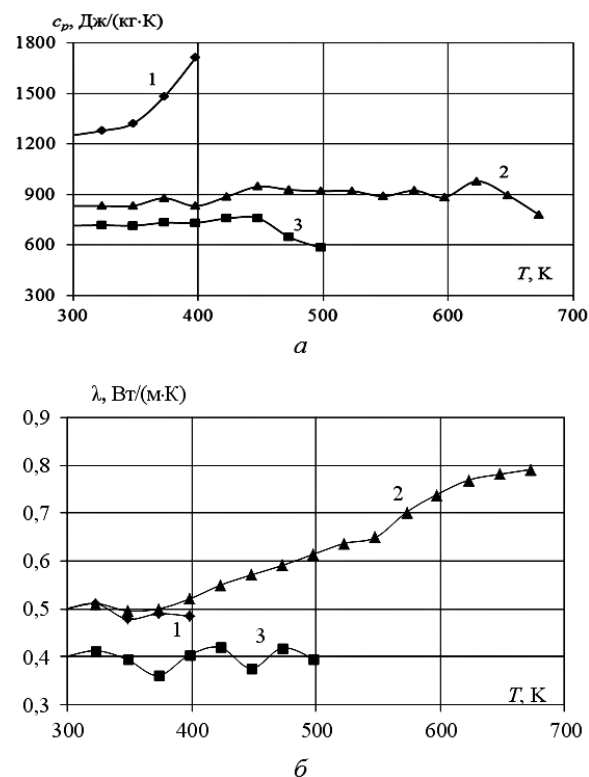


Рис. 1. Зависимости истинной теплоемкости (а) и теплопроводности (б) материалов от температуры: 1) торф; 2) зола; 3) кокс

Для оценки достоверности полученных экспериментальных данных были проведены сравнения с известными значениями $\lambda(T)$ [6]. Так, для торфяных плит плотностью 150, 200, 250, 300 кг/м³ теплопроводность в диапазоне изменения температур 273...373 К равна соответственно 0,045...0,059, 0,052...0,066, 0,06...0,074, 0,067...0,081 Вт/(м·К). Коэффициент теплопроводности торфа с плотностью 400 кг/м³, согласно данным [6], равен 0,128 Вт/(м·К). Анализируя справочные данные, приведенные выше, приходим к выводу, что возрастание плотности торфа в два раза приводит к увеличению его теплопроводности примерно в два раза. Если воспользоваться этой закономерностью и для других значений плотности, то получим, что при плотности торфа 1600 кг/м³ его теплопроводность должна быть равна 0,512 Вт/(м·К). В экспериментах, представленных на рис. 2, при плотности торфа 1560 кг/м³ средняя теплопроводность составляет 0,493 Вт/(м·К). Этот анализ свидетельствует о достоверности полученных результатов.

Физическая постановка задачи загорания

Так как торф хранится в виде торфяных брикетов (торфяных пластов) определенных размеров, то рассматривалась задача воспламенения брикета. Торф Бакчарского месторождения определенной

плотности (370 кг/м^3) помещался в кювету цилиндрической формы с перфорированной боковой поверхностью (рис. 2). На верхней поверхности торфяного пласта помещался цилиндрический источник тепла радиуса r_0 . Ставилась задача определения параметров зажигания. Считалось, что начало координат помещено в центр основания источника зажигания, оси x и y направлены вдоль верхней поверхности, а ось z перпендикулярна верхней поверхности торфяного пласта.

К исследуемым параметрам зажигания торфа относятся время задержки зажигания и минимальная температура источника зажигания, необходимая для инициирования воспламенения. Под основание теплового источника на разной глубине и разном расстоянии от оси симметрии z располагались термопары, которые в течение всего времени проведения эксперимента фиксировали температуру в конкретных точках торфяного пласта.

Источник зажигания

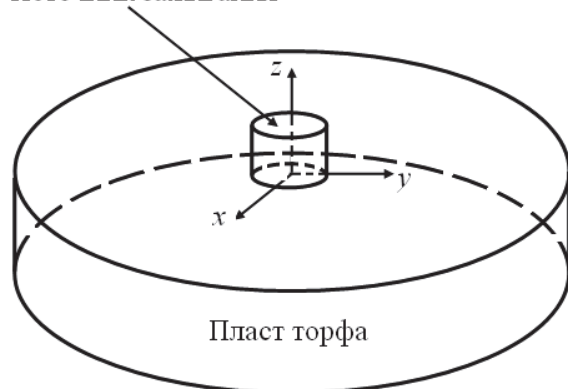


Рис. 2. Схема проведения опытов

Определение параметров зажигания торфа

Известно, что влажность влияет на процессы воспламенения и горения, поэтому были проведены эксперименты по воспламенению нагретым телом образцов торфа различной влажности. Результаты экспериментальных исследований процессов теплообмена в слое торфа при его зажигании локальным источником тепла представлены на рис. 3. Получены значения времени задержки зажигания (t_z) торфа при различной его влажности. Все эксперименты проводились при минимальном запасе энергии источника зажигания, при которой происходило зажигание торфа во всех проведенных экспериментах. Так как, зная начальную температуру и размеры источника зажигания, можно определить начальную энергию источника, то при проведении экспериментов измерялась начальная и текущая температура источника зажигания и дополнительно в определенных точках слоя торфа. На представленных зависимостях начальная температура соответствует максимальному (стартовому) значению температуры кривая 1. Прочие кривые на рис. 3 показывают изменение температуры в слое торфа в определенных точках, местоположение которых известно. На рисунках введена сле-

дующая система обозначений координат термопар:
 $\circ - x=0; y=0; z=-2 \cdot 10^{-2}, \text{ м}; \blacktriangle - x=2 \cdot 10^{-2}; y=0; z=-2 \cdot 10^{-2}, \text{ м}; \times - x=2 \cdot 10^{-2}; y=-2 \cdot 10^{-2}; z=-2 \cdot 10^{-2}, \text{ м}; \blacksquare - x=0; y=-2 \cdot 10^{-2}; z=-2 \cdot 10^{-2}, \text{ м}; \times - x=-2 \cdot 10^{-2}; y=-2 \cdot 10^{-2}; z=-2 \cdot 10^{-2}, \text{ м}; \bullet - x=-2 \cdot 10^{-2}; y=0; z=-2 \cdot 10^{-2}, \text{ м}; \square - x=-2 \cdot 10^{-2}; y=2 \cdot 10^{-2}; z=-2 \cdot 10^{-2}, \text{ м}; \triangle - x=0; y=0; z=-4 \cdot 10^{-2}, \text{ м}; - - x=2 \cdot 10^{-2}; y=2 \cdot 10^{-2}; z=-2 \cdot 10^{-2}, \text{ м}; \diamond - x=0; y=0; z=-2 \cdot 10^{-2}, \text{ м}; * - x=2 \cdot 10^{-2}; y=0; z=-4 \cdot 10^{-2}, \text{ м}; \blacklozenge - x=2 \cdot 10^{-2}; y=-2 \cdot 10^{-2}; z=-4 \cdot 10^{-2}, \text{ м}.$

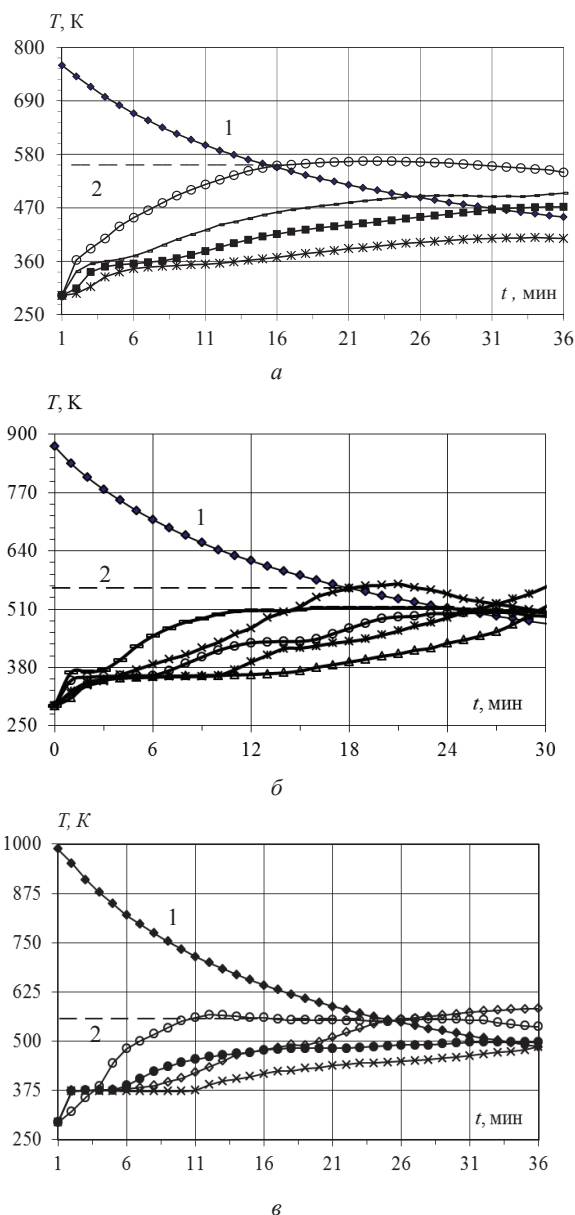


Рис. 3. Изменение температуры в массиве торфа, влажность которого: а) 10; б) 20; в) 30 %

В связи с густотой расположения кривых на представленных рисунках приведена только часть экспериментальных зависимостей с характерными изменениями температуры в относительно удаленных друг от друга точках. Пунктирная линия характеризует температуру зажигания, а точка пересечения пунктирной линии с кривой 1 — время

зажигания. Как следует из зависимостей рис. 3, с увеличением влажности торфа время загорания возрастает. При контакте источника загорания со слоем торфа его температура начинает монотонно снижаться (кривые 1). При этом источник загорания отдает свою энергию как в слой торфа посредством теплопроводности и излучения, так и в окружающую среду (приземный слой воздуха). Данный процесс приводит к повышению температуры в массиве торфа, что фиксируется установленными в нем термопарами. Это продолжается до момента времени, когда температуры источника загорания и в какой-либо из фиксируемых точек области исследования торфа становятся одинаковыми. Температура, фиксируемая в этот момент, является температурой загорания торфа. В последующей стадии эксперимента происходит дальнейшее снижение температуры источника.

Необходимо отметить, что в момент загорания торфа в какой-либо области фиксируется локальное увеличение температуры, что является дополнительным подтверждением наличия возгорания торфа.

По полученным значениям температур можно проследить распространение очага горения. Продвижение очага горения от одной контролируемой области к другой отчетливо наблюдается на рис. 3, б, где происходит локальное повышение температуры в момент времени 21 мин. в точке, в которой до этого момента возгорания не происходило. В дальнейшем очаг горения переместился в другую область, что привело к снижению температуры в рассматриваемой области.

Из приведенных выше зависимостей следует, что с повышением влажности торфа процесс испарения влаги становится продолжительнее (испарение осуществляется в пределах первых 3...9 мин. эксперимента). Испарение влаги интенсивно охлаждает зону реакции горения и в конечном итоге приводит к уменьшению ее размеров, с одной стороны, вследствие общего дефицита кислорода, необходимого для реакции горения, а, с другой стороны, из-за расхода энергии на испарение. В свою очередь, фильтрация испаренной влаги в порах массива торфа приводит к наиболее полному прогреву всего слоя торфа (рис. 3, в). Данное явление отражается уменьшением разброса ΔT кривых, характеризующих температуры в массиве торфа (рис. 3, а – $\Delta T \approx 200$ К, рис. 3, в – $\Delta T \approx 100$ К).

Для оценки влияния теплообмена источника загорания с окружающей средой на параметры загорания проведена серия экспериментов с теплоизолированным от окружающей среды источником. Для чего на источник загорания помещался слой тепловой изоляции, состоящей из муллита. В этих условиях, пренебрегая тепловыми потерями через тепловую изоляцию, можно полагать, что источник загорания передает свою энергию только в массив торфа. Результаты экспериментов с изменением условий внешнего теплообмена (тепловой изоляцией источника загорания) приведены на

рис. 4. Для оценки тепловых потерь источника загорания через изоляцию температура тепловой изоляции контролировалась (кривая 3 на рис. 4).

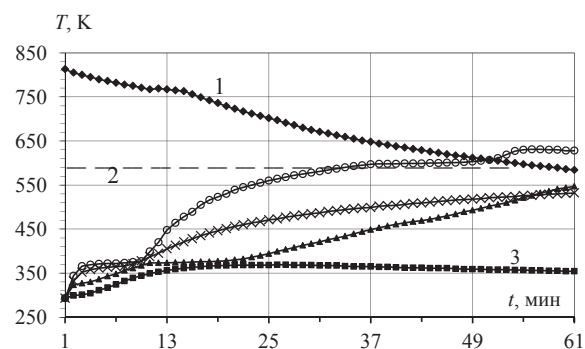


Рис. 4. Изменение температуры в массиве торфа влажностью 20 % для теплоизолированного источника загорания

Данная серия экспериментов характеризуется более «плавным» снижением температуры источника загорания (как следствие минимизации тепловых потерь в окружающую среду) с увеличением времени задержки загорания. Данное обстоятельство, по-видимому, вызвано быстрым прогревом некоторого объема торфа под источником загорания и, как следствие, интенсивной газификацией (пиролизом) этого и прилегающего объема торфа. Образовавшиеся продукты пиролиза, смешиваясь с парами воды, способствуют увеличению «выноса» тепловой энергии из массива торфа в образовавшихся конвективных потоках, которые, в свою очередь, создают дополнительный слой тепловой изоляции, состоящий из горячих продуктов газификации и водяного пара, что способствует снижению теплообмена источника загорания с окружающей средой и увеличивает время его остывания. Приведенный эффект также препятствует проникновению кислорода в массив торфа, что также способствует увеличению времени задержки загорания (время загорания равно 52 мин.).

На всех представленных графиках приведен диапазон времени, характеризующий в соответствии с целью исследований только возгорание массива торфа, поэтому дальнейшее распространение очага горения не приводится. Однако необходимо отметить, что во всех проведенных экспериментах было зарегистрировано полное выгорание исследуемого образца торфа, т. е. не было случаев локального выгорания с последующим завершением реакций горения. Этот результат позволяет сделать вывод, что при определенном запасе энергии локальные источники тепла могут стать причиной больших пожаров.

Установлено, что при влажности 35...40 % исследуемый торф не загорается, т. к. под источником загорания быстро образуется сгоревший слой, а энергия, передаваемая через этот теплоизолирующий слой, расходуется лишь на испарение влаги. Водяные пары, в свою очередь, создавая конвективные потоки, вытесняют необходимый для

реакции кислород и препятствуют его проникновению под очаг горения. К моменту, когда установятся необходимые условия массообмена области химических превращений с окружающей средой, источник зажигания уже не обладает энергией, необходимой для инициирования горения.

Не менее важно и то, что полученные результаты позволили сделать количественные оценки по всем исследованным параметрам, тем самым могут быть основой для дальнейшего использования в математической модели и базой для разработки рекомендаций по минимизации возгораний торфа и их локализации.

Анализ полученных результатов

Обобщение результатов экспериментов с различными условиями теплообмена источника зажигания с окружающей средой приведено на рис. 5. На основании анализа приведенных результатов можно утверждать, что увеличение влажности торфа на 10 % приводит к увеличению периода времени задержки зажигания в среднем на 5...7 мин. (рис. 5, а).

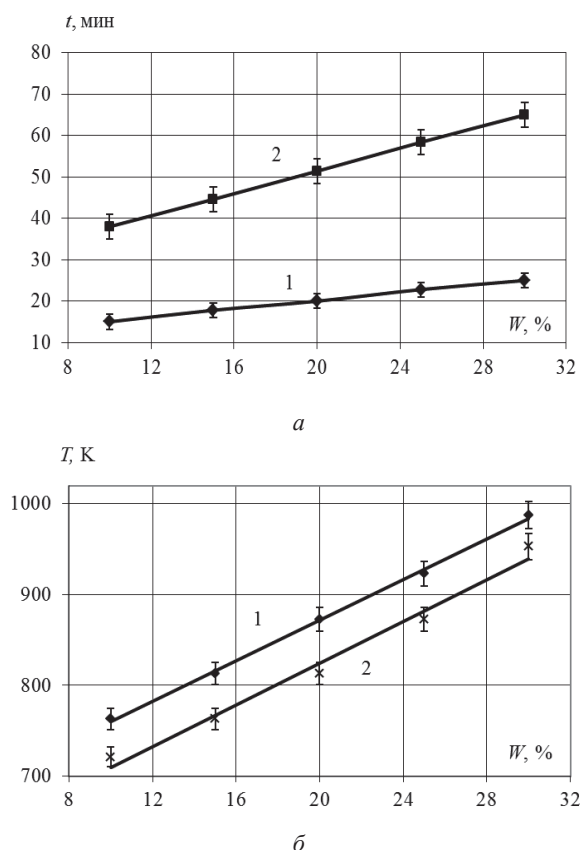


Рис. 5. Зависимость времени зажигания (а) и начальной температуры источника зажигания (б) от влажности торфа: 1 – без изоляции; 2 – в тепловой изоляции

Наряду с этим установлено, что повышение плотности торфа так же приведет к увеличению времени задержки зажигания и уменьшению ядра горения, т. к. при этом замедляется доставка кислорода к зоне горения. Данное положение, вытекающее из результатов экспериментов, подтверждают выводы теоретической работы [7].

Причиной зафиксированного в экспериментах рассеяния величины времени задержки зажигания (доверительные интервалы на рис. 5) при определенной начальной температуре источника зажигания являются, по-видимому, локальные неоднородности различных характеристик торфа под источником нагрева и погрешности экспериментов. Кроме того, хотя при подготовке экспериментов был обеспечен хороший контакт источника зажигания с рабочим веществом (в холодном состоянии), но при установке горячего источника возможны некоторые неточности вследствие стремления к минимизации затрат времени на эту операцию, что может являться причиной локального ухудшения контакта поверхностей источника и торфа.

Выводы

1. Установлено, что в среднем при неизменных размерах источника зажигания увеличение влажности торфа (на примере торфа Бакчарского месторождения Томской области) на 10 % требует увеличения температуры источника зажигания на 100...110 К. В экспериментах с источником зажигания в тепловой изоляции интервал такого повышения температуры при увеличении влажности торфа на ту же величину 10 % находится в пределах 80...90 К.
2. Выявлено, что при повышении влажности торфа до 35...40 % возгорания не происходило даже при нагреве источника зажигания до предельной для нагреваемой печи температуры – 1173 К. Таким образом горячий источник зажигания конечных размеров не может стать причиной возгорания массива торфа указанной влажности.
3. В серии экспериментов с источником зажигания в тепловой изоляции время задержки зажигания увеличивается в 2...2,5 раза при некотором снижении начальной температуры источника.
4. Полученные в работе экспериментальные данные и их сопоставление с опубликованными результатами других авторов подтверждают выбор торфа как объекта исследования с типичными свойствами, что позволяет применять основные результаты работы к большинству торфов других месторождений.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» по мероприятию 1.3.1, номер соглашения 14.В37.21.1496.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Смольянинов С.И., Маслов С.Г. Термобрикетирующие торфа. – Томск: Изд-во ТГУ, 1975. – 108 с.
2. Афанасьев А.Е., Чураев Н.В. Оптимизация процессов сушки и структурообразования в технологии торфяного производства. – М.: Недра, 1992. – 288 с.
3. Никифоров В.А. Разработка торфяных месторождений и механическая переработка торфа. 2-е изд., перераб. и доп. – Минск: Выща школа, 1979. – 400 с.
4. Попов М.В., Шабаров А.М., Гушин А.И. Энергетическое использование фрезерного торфа. – М.: Энергия, 1974. – 304 с.
5. Субботин А.Н. Тепломассоперенос при зажигании и горении структурно неоднородных сред: дис. ... д-ра физ.-мат. наук. – Томск, 2011. – 307 с.
6. Теплотехнический справочник: В 2-х т. / под ред. В.Н. Юренина, Н.Д. Лебедева. – М.: Энергия, 1976. – Т. 2. – 896 с.
7. Субботин А.Н., Кулеш Р.Н. Исследование механизма и минимальной энергии зажигания торфа источником тепла // Пожарная безопасность. – 2009. – № 4. – С. 77–83.
8. Субботин А.Н. Закономерности развития подземного пожара при разных условиях тепло- и массообмена с внешней средой // Тепломассообмен ММФ. – Минск: Изд-во НАНБ, 2000. – Т. 4. – С. 224–231.
9. Субботин А.Н. О некоторых особенностях распространения подземного пожара // ИФЖ. – 2003. – Т. 76. – № 5. – С. 159–165.
10. Субботин А.Н. Распространение торфяного пожара при разных условиях тепломассообмена с внешней средой // Пожаровзрывобезопасность. – 2007. – Т. 16. – № 5. – С. 42–49.

Поступила 20.06.2012 г.

УДК 620.93

ОПТИМИЗАЦИОННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭНЕРГОТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОИЗВОДСТВА СИНТЕТИЧЕСКИХ ЖИДКИХ ТОПЛИВ И ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ИЗ УГЛЯ С СИСТЕМОЙ ОЧИСТКИ ПРОДУКТОВ ГАЗИФИКАЦИИ

Э.А. Тюрина, О.В. Скрипченко

Институт систем энергетики им. Л.А. Мелентьева СО РАН, г. Иркутск
E-mail: tyurina@isem.sei.irk.ru

Приведены результаты оптимизационных исследований перспективной технологии переработки угля в синтетическое жидкое топливо и электроэнергию на энерготехнологической установке комбинированного производства синтетических жидких топлив и электроэнергии с учетом затрат в систему очистки продуктов газификации от H_2S и CO_2 и разной степени удаления CO_2 из продуктов газификации. Представлены математические модели системы очистки продуктов газификации методом Ректизол и энерготехнологической установки в целом. Основное внимание уделено оптимизационным исследованиям системы очистки продуктов газификации методом Ректизол.

Ключевые слова:

Энерготехнологические установки, синтетическое жидкое топливо, уголь, метанол, метод Ректизол.

Key words:

Coal-fired plants, synthetic liquid fuel, coal, methanol, Rectisol method.

Реализация угольных проектов в электроэнергетике сдерживается вследствие низкой энергоэффективности и экологичности сжигания рядовых углей, высоких затрат на доставку энергии угля, особенно низкокалорийных, к конечным потребителям. В связи с этим возникает большой интерес к проблеме переработки углей в синтетическое жидкое топливо как альтернативное энергетическое топливо.

Одним из наиболее перспективных направлений переработки угля является его газификация с последующим синтезом синтетических жидких топлив в энерготехнологических установках комбинированного получения синтетического жидкого топлива и электроэнергии. Интерес к данной технологии определяется высокой производительностью процесса синтеза синтетического жидкого топлива, достаточной экологической чистотой процесса и производством экологически чистого топлива.

Работы по математическому моделированию энерготехнологических установок синтеза различных синтетических жидких топлив (метанол, диметиловый эфир и др.) и их технико-экономические исследования выполняются в Институте систем энергетики им. Л.А. Мелентьева СО РАН (г. Иркутск) в течение длительного времени. Разработаны математические модели отдельных блоков энерготехнологических установок синтеза синтетических жидких топлив и установок в целом, найдены оптимальные схемно-параметрические решения по установкам и условия их конкурентоспособности [1–4].

Следует отметить, что в ранее проводимых исследованиях энерготехнологических установок системы очистки синтез-газа от соединений серы и диоксида углерода рассматривались в упрощенном виде с использованием экспертных данных по удельным затратам энергии и капитальным вложениям. В то же время при каталитическом синтезе

зе синтетических жидких топлив одним из основных требований со стороны катализаторов является отсутствие соединений серы, так как они способствуют их «отравлению» и снижают скорость образования синтетических жидких топлив. Представляется также необходимым удаление из продуктов газификации излишнего диоксида углерода. Поскольку данные системы являются весьма дорогостоящими и имеют значительное энергопотребление, их упрощенное представление не позволяет с необходимой точностью определить технико-экономические показатели энерготехнологической установки в целом.

В связи с этим возникает необходимость математического моделирования и технико-экономических исследований системы очистки продуктов газификации в составе энерготехнологической установки синтеза синтетического жидкого топлива.

Отметим, что в качестве синтетического жидкого топлива в работе рассматривается метанол.

Исследования состоят из двух этапов. На первом этапе строится математическая модель системы очистки продуктов газификации методом Ректизол, и проводятся её оптимизационные технико-экономические исследования, на втором этапе разработанная модель включается в состав математической модели энерготехнологической установки в целом для проведения дальнейших оптимизационных технико-экономических исследований. Цель таких исследований заключается в получении оптимальных параметров энерготехнологической установки с разной степенью извлечения диоксида углерода из продуктов газификации. Это обусловлено тем, что некоторая часть диоксида углерода участвует в реакциях синтеза метанола, что может увеличить его выход или выход дополнительного количества окиси углерода в составе продувки синтез-газа, поступающего на сжигание в камеру сгорания газовой турбины. Второе обстоятельство может повлиять на выработку дополнительного количества электроэнергии.

Математическое моделирование системы очистки продуктов газификации методом Ректизол. Основой разработанной математической модели системы очистки является один из перспективных процессов очистки продуктов газификации от соединений серы и излишнего диоксида углерода, так называемый Ректизол-процесс (метод очистки газа метанолом при низких температурах). Интерес к данному методу обусловлен тем, что, *во-первых*, он прошёл широкую промышленную проверку при очистке синтез-газа, получаемого газификацией угля, *во-вторых*, в энерготехнологических установках производства синтетических жидких топлив присутствуют потоки с низкими температурами, которые могут быть эффективно использованы в системе очистки, *в-третьих*, этот способ обеспечивает комплексную очистку газов от CO_2 , H_2S , сероорганических соединений и других примесей одним и тем же растворителем.

В зависимости от способа газификации и состава исходного газа используют различные схемы очистки. В данном случае рассматривается двухступенчатая очистка продуктов газификации холодным метанолом от H_2S и CO_2 . Её расчётная схема [5], для которой разработана математическая модель, представлена на рис. 1.

При построении математической модели системы очистки продуктов газификации от H_2S и CO_2 использовались ранее разработанные модели входящих в неё элементов: теплообменников, испарителей, компрессоров, смесителей и др., а также были разработаны новые элементы: абсорбер и десорбер H_2S и CO_2 .

Математическая модель абсорбера включила в себя зависимости между входными и выходными параметрами элемента (равновесные составы и расходы абсорбента (метанола) и растворяемого газа (продуктов газификации), давления и температуры потоков), а также зависимости между этими переменными и конструктивными характеристиками аппарата.

В математической модели абсорбера исходными данными служат расход и состав растворителя и растворяемого газа, входное давление, температура и энтальпия. Ниже дана система уравнений, описывающих математическую модель [6].

• *Материальный баланс процесса*

$$\Sigma G_{(i)} = G_{L(i)}^{\text{BX}} + G_{\Gamma(i)}^{\text{BX}},$$

где $\Sigma G_{(i)}$ – суммарный расход распределяемого компонента из газовой фазы в раствор во всём аппарате; $G_{L(i)}^{\text{BX}}$ – расход абсорбента (метанола), содержащего распределяемые компоненты, на входе в секцию; $G_{\Gamma(i)}^{\text{BX}}$ – расход компонента газа на входе в секцию.

• *Тепловой баланс процесса*

$$G_{\Gamma}^{\text{CP}} \cdot c_{\Gamma} \cdot (t_{\Gamma}^{\text{BX}} - t_{\Gamma}^{\text{ВЫХ}}) - G_L^{\text{CP}} \cdot c_L \cdot (t_L^{\text{ВЫХ}} - t_L^{\text{BX}}) + Q^{\text{диф}} = 0,$$

где $Q^{\text{диф}}$ – дифференциальная теплота растворения газа; G_{Γ}^{CP} , G_L^{CP} – средние расходы фаз на секции абсорбера; c_L – относительная теплоёмкость абсорбента; c_{Γ} – относительная теплоёмкость растворяемого газа; $t_L^{\text{ВЫХ}}$, $t_{\Gamma}^{\text{ВЫХ}}$ – температура в данном сечении абсорбента и растворяемого газа; t_L^{BX} , t_{Γ}^{BX} – начальная температура абсорбента и растворяемого газа.

При определении равновесного состава растворов в абсорбере используется *закон Генри* для идеальных растворов (т. к. при протекании процесса отсутствуют химические взаимодействия между газом и поглотителем, а также используются умеренные давления и невысокие температуры)

$$X_i = k_i \cdot P_i,$$

где X_i – мольная доля извлекаемого компонента в растворе; k_i – константа Генри компонента; P_i – парциальное давление компонента газа.

• *Поверхность массопередачи*

$$F = \Sigma G_{(i)} / (K_{\Gamma} \cdot \Delta \bar{Y}_{\text{CP}}),$$

где $\Sigma G_{(i)}$ – суммарный расход распределяемого компонента из газовой фазы в раствор во всём ап-

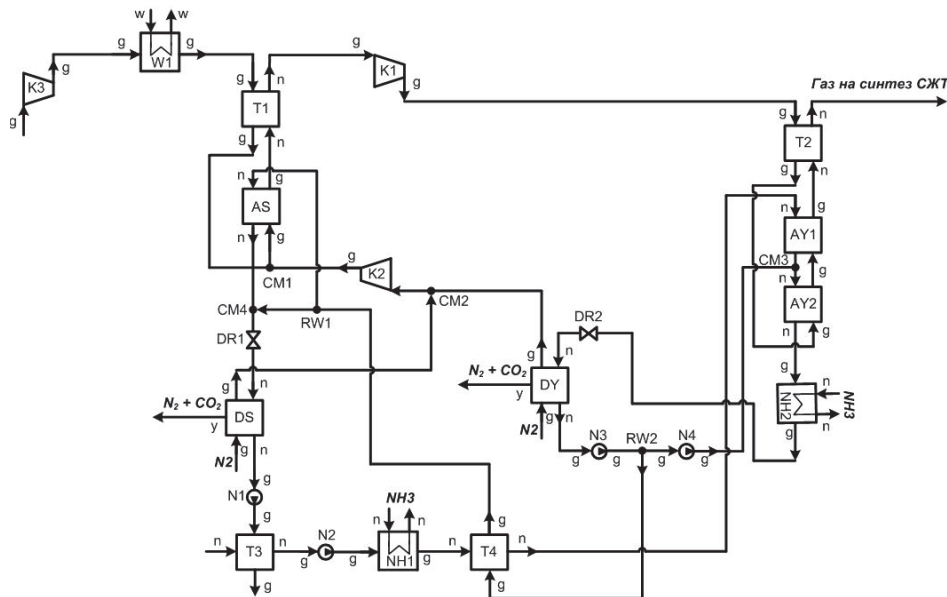


Рис. 1. Расчетная схема двухступенчатой системы очистки продуктов газификации от H_2S и CO_2 методом Ректизол: W1 – газовойодяной теплообменник; T1–T4 – теплообменники; AS – абсорбер сероочистки; AY1, AY2 – абсорбер CO_2 1-й и 2-й ступени; NH1, NH2 – испарители; DY – десорбер CO_2 ; DS – десорбер сероочистки; K1–K3 – компрессоры; N1–N4 – насосы. Обозначение потоков: g – греющий поток; n – нагреваемый поток; y – удалённые компоненты из синтез-газа

парате; K_r – коэффициент массопередачи; $\Delta \bar{Y}_{cp}$ – движущая сила в единицах концентраций газовой фазы.

- Коэффициент массопередачи

$$K_r = 1/(1/\beta_r + m/\beta_L),$$

где β_L и β_r – коэффициенты массоотдачи соответственно в жидкой и газовой фазах, $kg/(m^2 \cdot c)$; m – коэффициент распределения, kg метанола / kg газа.

- Высота абсорбера определяется из геометрического соотношения

$$H = F/(0,785 \cdot a \cdot d_{ct}^2 \cdot \psi_a),$$

где F – поверхность массопередачи; a – удельная поверхность насадки; d_{ct} – стандартный диаметр обечайки абсорбера; ψ_a – доля активной поверхности насадки.

Для решения системы уравнений используется итерационный метод Ньютона с учётом ограничения по тепловому балансу. В результате решения этой системы определяются конструктивные характеристики абсорбера.

Математическая модель десорбера включает зависимости для определения равновесного состава двухфазных смесей, теплового и материального балансов. Учитываются ограничения на неотрицательность температурных напоров. Определяются конструктивные характеристики (поверхности массопередачи, высота ступени десорбера и др.).

Таким образом, математическая модель системы очистки продуктов газификации методом Ректизол ориентирована на конструкторский расчёт элементов установки: определение поверхностей нагрева теплообменников, поверхностей массопередачи абсорберов и десорберов, мощности приво-

да насосов и компрессоров, термодинамических параметров, расходов потоков и др.

На основе разработанной математической модели системы очистки методом Ректизол проведены оптимизационные исследования, целью которых являлось определение энергетических и капитальных затрат в зависимости от степени удаления CO_2 при условии тонкой очистки продуктов газификации от соединений серы.

Для этого решались задачи нелинейного математического программирования, смысл которых состоит в вычислении параметров (поверхностей массопередачи абсорберов и десорберов и др.), которые обеспечивают минимальное значение капитальных затрат в систему очистки при заданной стоимости керамических кислотоупорных насадок (колец Рашига) с учетом физико-технических ограничений на параметры системы очистки и энергетических затрат на удаление H_2S и CO_2 .

Постановка задачи в математическом виде

$$\min \Delta K_{cy}(x, y, K^{TO}, K^{AS}, K^{DS}, K^{KR}, \Delta N_{cy})$$

при ограничениях

$$H(x, y) = 0; G(x, y) \geq 0, x_{\min} \leq x \leq x_{\max},$$

где x – вектор независимых оптимизируемых параметров; y – вектор зависимых (вычисляемых) параметров; H – вектор ограничений-равенств (уравнения материального, энергетического балансов, теплопередачи и др.); G – вектор ограничений-неравенств; $x_{\min}$, $x_{\max}$ – векторы граничных значений оптимизируемых параметров; ΔK_{cy} – капиталовложения в систему удаления H_2S и CO_2 ; K^{TO} – капиталовложения в теплообменники; K^{AS} – капиталовложения в абсорберы; K^{DS} – капиталовложения в дес-

орберы; K^{KR} – капиталовложения в компрессоры; ΔN_{cy} – потребление энергии в системе очистки.

Всего оптимизируется 20 параметров (расход метанола в системе очистки, изменение энтальпий холодных потоков в испарителях, расход азота на входе в десорберы и т. д.). Система ограничений включает условия на неотрицательность конечных температурных напоров теплообменников, ограничения на расчётные температуры и механические напряжения труб теплообменников, поверхности массопередачи абсорберов и десорберов и т. д. Всего – 135 ограничений.

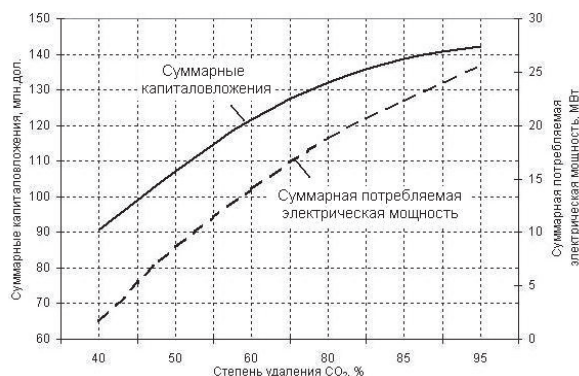


Рис. 2. Зависимость суммарных капиталовложений и суммарного потребления электроэнергии в системе очистки от степени удаления CO_2

На основе результатов оптимизационных исследований системы очистки построены аппрок-

симационные зависимости (рис. 2) для определения капиталовложений и потребляемой энергии в системе очистки в зависимости от степени удаления CO_2 при условии тонкой очистки от соединений серы.

Исследования системы очистки методом Ректизол показали, что с уменьшением степени удаления CO_2 вырождаются ступени абсорбции за счёт понижения расхода абсорбента, необходимого для поглощения CO_2 из продуктов газификации (вариант с удалением 40 % CO_2 имеет одну ступень абсорбции).

Из полученных аппроксимационных зависимостей (рис. 2) виден рост капиталовложений и затрат энергии в систему очистки за счёт увеличения поверхностей массопередачи абсорберов и десорберов при увеличении доли удаления CO_2 .

Разработанная математическая модель системы очистки продуктов газификации от H_2S и излишнего CO_2 методом Ректизол включена в математическую модель энерготехнологической установки в целом (рис. 3) для проведения дальнейших исследований.

Оптимизационные исследования энерготехнологической установки синтеза метанола с учётом удаления H_2S и CO_2 . Математическая модель энерготехнологической установки в целом ориентирована на конструкторский расчёт элементов установки и содержит порядка 2000 переменных, несколько сот алгебраических и трансцендентных уравнений. Решение системы уравнений производится методом Зейделя.

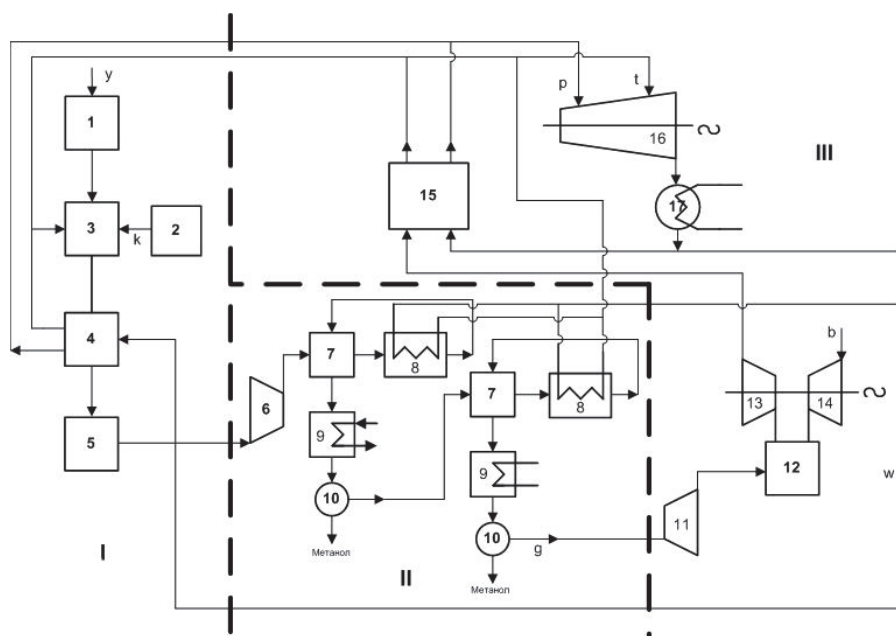


Рис. 3. Упрощенная технологическая схема энерготехнологической установки синтеза метанола из угля: 1 – система топливоподготовки; 2 – система разделения воздуха; 3 – газогенератор; 4 – система охлаждения продуктов газификации; 5 – блок очистки продуктов газификации методом Ректизол; 6 – компрессор синтез-газа; 7 – рекуперативный газо-газовый теплообменник; 8 – каталитические реакторы синтеза метанола; 9 – холодильник-конденсатор метанола; 10 – сепаратор метанола; 11 – расширительная газовая турбина; 12 – камера сгорания газовой турбины; 13 – основная газовая турбина; 14 – воздушный компрессор; 15 – котел-утилизатор; 16 – паровая турбина; 17 – конденсатор паровой турбины. Обозначение потоков: g – газ, b – воздух, w – питательная вода, у – уголь, k – кислород, p – пар низкого давления, t – пар высокого давления. I – блок получения синтез-газа, II – блок синтеза метанола, III – энергетический блок

Целью оптимизационных исследований на математической модели энерготехнологической установки с системой очистки продуктов газификации от H_2S и CO_2 является получение оптимальных термодинамических и расходных параметров установок и изменения их технико-экономических показателей в зависимости от степени удаления CO_2 из продуктов газификации в системе очистки.

Оптимизация проводилась по критерию минимального значения цены на производимое синтетическое жидкое топливо при заданных уровнях внутренней нормы возврата капиталовложений, ценах на потребляемое топливо и отпускаемую электроэнергию с учетом физико-технических ограничений на параметры установки и затрат в систему очистки от H_2S и CO_2 .

В качестве оптимизируемых параметров назначались энтальпии, давления и расходы перегретого пара, объем катализатора в энерготехнологической установке синтеза метанола и др. Система ограничений содержит условия на неотрицательность конечных температурных напоров теплообменников, перепадов давлений вдоль проточной части паровых, газовых турбин, ограничения на расчетные температуры и механические напряжения труб теплообменников, на минимальную и максимальную температуру газификации и т. д. Исходная технико-экономическая информация принята на основе ранее проведенных в Институте систем энергетики им. Л.А. Мелентьева СО РАН (г. Иркутск) исследований технологий переработки твердого топлива в синтетические жидкие и газообразные топлива и анализа смет технологических и энергетических производств [1–4]. Газификация топлива происходит в газогенераторах с кипящим слоем и сухим шлакоудалением на парокислородном дутье под давлением 2 МПа. Такой газогенератор является аналогом достаточно исследованного и реализованного в промышленных масштабах газогенератора Winkler. Эти газогенераторы чаще всего применяют в установках синтеза синтетических жидких топлив. Внутренняя норма возврата капиталовложений составляет 15 %, что соответствует мировой практике при исследовании крупномасштабных проектов.

Постановка задачи в математическом виде

$$\min C_{\text{ЖТ}}(x, y, k_m, \Delta K_{\text{CY}}, \Delta N_{\text{CY}})$$

при ограничениях

$$H(x, y) = 0; G(x, y) \geq 0; x_{\min} \leq x \leq x_{\max}, IRR = IRR_z,$$

где x – вектор независимых оптимизируемых параметров; y – вектор зависимых (вычисляемых) параметров; H – вектор ограничений-равенств (уравнения материального, энергетического балансов, теплопередачи и др.); G – вектор ограничений-неравенств; $x_{\min}, x_{\max}$ – векторы граничных значений оптимизируемых параметров; $C_{\text{ЖТ}}$ – стоимость метанола; k_m – коэффициент удаления CO_2 ; ΔK_{CY} – капиталовложения в систему очистки от H_2S и CO_2 ; ΔN_{CY} – затраты энергии в системе очистки; IRR_z – соответственно расчетная и заданная внутренняя норма возврата капиталовложений.

IRR_z – соответственно расчетная и заданная внутренняя норма возврата капиталовложений.

В таблице представлены оптимальные технико-экономические показатели энерготехнологической установки производства метанола и электроэнергии на основе угля при различных значениях степени удаления CO_2 .

Таблица. Основные технико-экономические показатели энерготехнологической установки на угле с разной степенью удаления CO_2

Наименование	Варианты энерготехнологической установки с разной степенью удаления CO_2 , %		
	25	50	90
Годовой расход топлива (угля):			
условного, тыс. т у. т		2480	
натурального, тыс. т		4580	
Цена угля, дол./т у. т		20	
Годовое производство метанола:			
условного, тыс. т у. т	1323,5	1317,5	1255,2
натурального, тыс. т	1852,9	1844,5	1757,3
Годовой отпуск электроэнергии, млн кВт·ч	1549,1	1508	1802
Мощность, МВт:			
газовой турбины,	317,09	338,4	402,4
паровой турбины,	243,01	229,5	246,9
собственных нужд,	338,8	352,5	391,9
полезная	221,3	215,4	257,4
Капиталовложения в систему очистки продуктов газификации, млн дол.	53,8	76,1	126,1
Капиталовложения суммарные в установку, млн дол.	1108	963,6	947,2
Термический КПД производства метанола, %	64,6	64	63,5
Цена отпускаемой электроэнергии, цент/кВт·ч		4	
Цена производства метанола, дол./т у. т	257	225	241

На рис. 4 даны зависимости основных показателей энерготехнологической установки от степени удаления CO_2 из продуктов газификации.

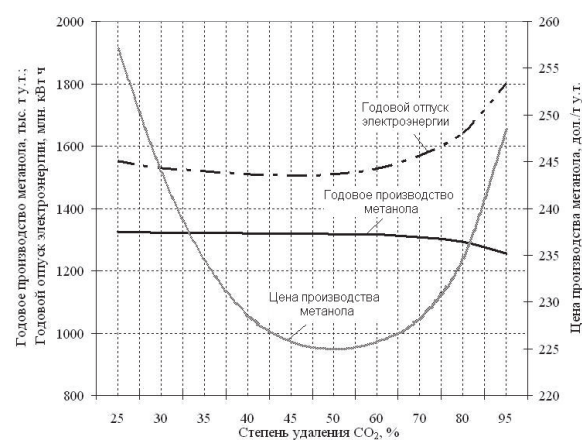


Рис. 4. Зависимость годового производства метанола, годового отпуска электроэнергии и цены производства метанола от степени удаления CO_2

При исследовании энерготехнологической установки с системой очистки продуктов газификации в целом в зависимости от степени удаления CO_2 определена оптимальная доля извлечения CO_2 (рис. 4). Эта доля соответствует варианту с 50 % удалением и характеризуется наименьшей ценой производимого метанола. Как рост, так и снижение доли удаляемого CO_2 характеризуются большей стоимостью метанола.

Выводы

Исследования системы очистки методом Ректизол показали, что с уменьшением степени удаления CO_2 вырождаются ступени абсорбции за счёт понижения расхода абсорбента, необходимого для поглощения CO_2 из продуктов газификации.

В результате проведённых исследований и разработанных математических моделей новых элементов системы очистки методом Ректизол (абсорбер и десорбер) и модели системы в целом, которая была включена в математическую модель энерготехнологической установки, получены ап-

проксимационные зависимости энергетических и капитальных затрат в системе очистки от степени удаления CO_2 при условии тонкой очистки продуктов газификации от соединений серы. На основе разработанных математических моделей проведены оптимизационные технико-экономические исследования энерготехнологической установки с учетом затрат в систему очистки в зависимости от степени удаления CO_2 , которые показали, что существует оптимальный вариант с 50 % удалением CO_2 , характеризующийся наибольшей эффективностью.

Полученные результаты исследований и разработанные математические модели системы глубокой очистки продуктов газификации от диоксида углерода и соединений серы методом Ректизол могут быть применены для исследований как энерготехнологических, так и различных теплоэнергетических установок на угле с учётом затрат в систему глубокой очистки продуктов газификации, а также могут быть использованы на предпроектных и проектных стадиях их разработки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Клер А.М., Тюрина Э.А. Математическое моделирование и технико-экономические исследования энерготехнологических установок синтеза метанола. – Новосибирск: Наука, 1998. – 127 с.
2. Клер А.М., Деканова Н.П., Тюрина Э.А. и др. Теплосиловые системы: Оптимизационные исследования. – Новосибирск: Наука, 2005. – 236 с.
3. Клер А.М., Санеев Б.Г., Тюрина Э.А. и др. Перспективы развития новых технологий производств и транспорта энергии // Системные исследования проблем энергетики / под ред. Н.И. Воропая. – Новосибирск: Наука, 2000. – С. 135–144.
4. Тюрина Э.А. Комбинированное производство искусственного жидкого топлива и электроэнергии: сопоставление технологий // Перспективы энергетики. – 2002. – Т. 6. – С. 377–384.
5. Справочник азотчика: Физико-химические свойства газов и жидкостей. Производство технологических газов. Очистка технологических газов. Синтез аммиака / под ред. Е.Я. Мельникова. – М.: Химия, 1986. – 512 с.
6. Основные процессы и аппараты химической технологии: Пособие по проектированию / под ред. Ю.И. Дытнерского. – М.: Химия, 1991. – 496 с.

УДК 621.181

АНОМАЛИИ ТЕРМИЧЕСКИХ ДЕФОРМАЦИЙ КРИСТАЛЛИЧЕСКИХ РЕШЕТОК КОТЕЛЬНЫХ СТАЛЕЙ КАК КРИТЕРИЙ ИХ РАБОТОСПОСОБНОСТИ

Л.Л. Любимова, А.А. Макеев, А.А. Ташлыков, А.С. Заворин, Р.Н. Фисенко

Томский политехнический университет

E-mail: tashlykov@tpu.ru

Экспериментально установлены температуры аномальных термических расширений кристаллических решеток, которые не объясняются известными фазовыми превращениями I и II рода. Для объяснения причин аномалий привлекаются представления о зернограницных явлениях, важных для повышения устойчивости структур конструкционных материалов, ограничивающих изменения механических характеристик и ресурса теплоэнергетического оборудования.

Ключевые слова:

Паровой котел, поверхность нагрева, внутренние структурные напряжения, плотность дислокаций, рентгенодилатометрия, проектный ресурс.

Key words:

Steam boiler, heating surface, internal structural stresses, dislocation density, X-ray measurements, design resource.

Проявления свойств котельных трубных сталей непосредственно под температурами изучены не в полном объеме. В частности, экспериментально установленные температуры аномальных термических расширений кристаллических решеток не объясняются известными фазовыми превращениями I и II рода.

Аномальные расширения кристаллических решеток сталей и сплавов, описанные в [1–6], особенно проявляют себя при малоцикловом температурном нагружении. Важность обнаруженного явления для эксплуатационных свойств конструкционных материалов теплоэнергетического оборудования очевидна и состоит в том, что в определенном, узком интервале температур (как правило, служебных или близких к ним) скачкообразно изменяется коэффициент линейного расширения кристаллических решеток, который, как и модуль упругости, определяет сопротивление атомов смещению, но уже под действием температур. Значит, чем выше модуль упругости, тем больше температура плавления, тем меньше коэффициент теплового расширения. При этом, находясь в твердом состоянии, вещество изменяет не только модуль упругости, но и плотность, микротвердость (например, для стронция в 15 раз [7]), теплоемкость, пластичность. Увеличивается газопроницаемость (например, растворимость азота в железе увеличивается в 14 раз, растет коэффициент диффузии водорода [7]), что имеет существенное значение, в том числе и для конструкционных материалов ядерных реакторов, склонных к разрушению за счет наводороживания.

Изучение аномалий термических расширений кристаллических решеток в конструкционных материалах, сопровождающихся значительным изменением свойств, позволит выделить причины, механизмы и связанные с этим закономерности их изменения. С другой стороны, возрастает понимание технологических процессов отжига, режимов закалки, сверхпластичности, а также проявле-

ний, связанных с необратимыми формоизменениями, потерей прочности и разрушением изделий. Таким образом, недостаточная изученность природы этих эффектов и их влияния на физические, теплофизические и химические свойства конструкционных материалов может являться одним из основных факторов, влияющих на надежность котельных труб и тонкостенных оболочек твэлов ядерных реакторов.

Аномальные температурные расширения кристаллических решеток при непрерывном (и необратимом) изменении параметра элементарной ячейки α -твердых растворов на основе железа под воздействием механических и термических циклических нагрузок для образцов из сталей 10, 20, 12Х1МФ, 0Х18Н10Т [1–4], воспроизводимые для сплавов циркония, ниобия [5, 6], а также для других современных жаропрочных и жаростойких сталей в качестве примера иллюстрируют экспериментальные кривые на рис. 1–2.

На фоне непрерывного изменения параметра кристаллической решетки наблюдаются осцилляции, существенно выходящие за рамки флуктуаций погрешности (рис. 2), которая при определении параметра решетки для стали 10 составляла $\Delta a = \pm 0,0001 \text{ \AA}$, а для стали 20 $\Delta a = \pm 0,0003 \text{ \AA}$. В начальный период эксперимента параметр решетки изменяется с большой скоростью, а после 50...60 ч термоциклических испытаний – крайне медленно, со скоростью порядка $(2...8) \cdot 10^{-5} \text{ \%}/\text{ч}$. Эта скорость различается для разных сталей, но при этом является характерной для скорости ползучести на ее установившейся стадии (рис. 2).

Изменение параметра элементарной ячейки, чувствительного к концентрации примесей внедрения, может быть связано с распадом пересыщенного твердого раствора за счет искусственного старения при повышенных температурах.

При этом в определенных температурных точках расширения кристаллических решеток испытывают аномальные скачки термических деформаций.

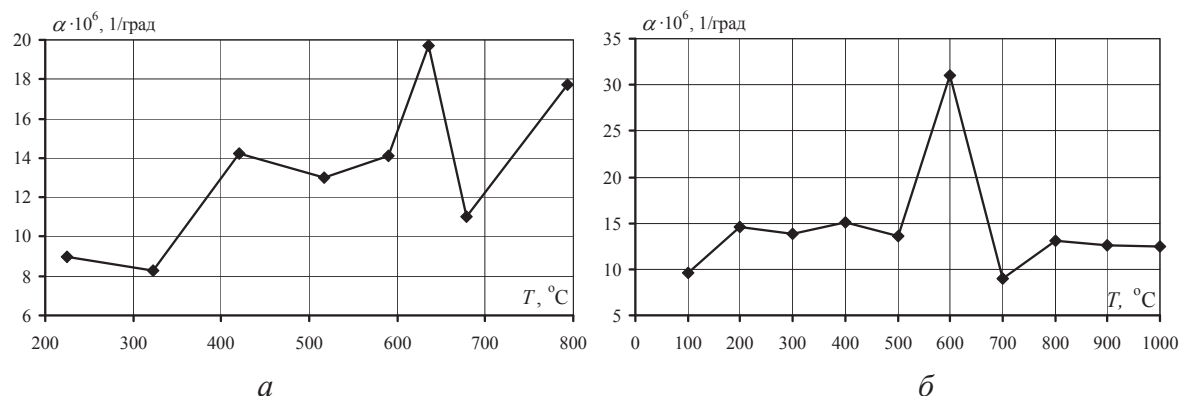


Рис. 1. Зависимость тепловых расширений кристаллических решеток сталей от температуры: а) 12X1MF [3], б) [4]

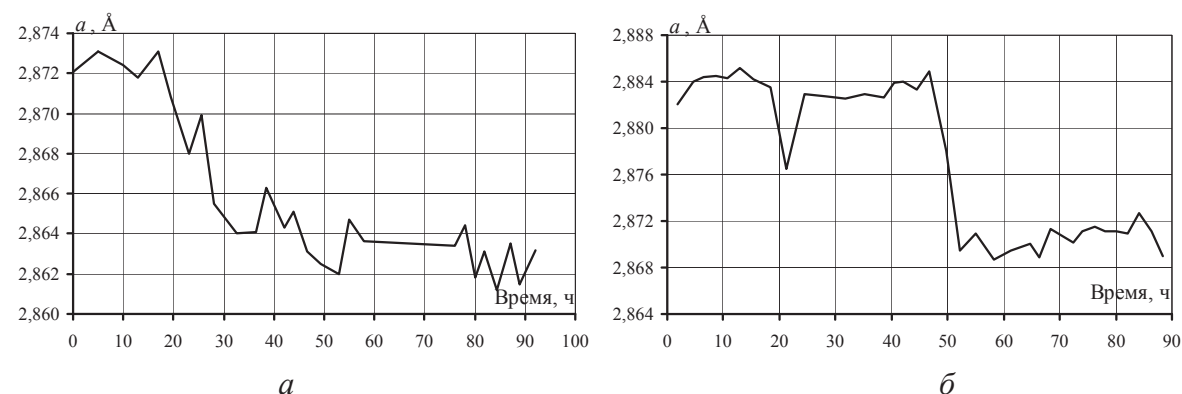


Рис. 2. Зависимость параметра кристаллической решетки от времени термоциклирования: а) сталь 10 [1], б) сталь 20 0X18N10T [2]

ций (рис. 1), известные под названием λ -аномалий и названные так потому, что по своему виду кривые тепловых деформаций напоминают греческую букву λ . Наличие λ -аномалий предсказано теоретически и подтверждено экспериментально для многих сверхчистых металлов [8]. Сведения же о термических расширениях кристаллических решеток сталей и сплавов весьма ограничены.

Для исследованных котельных сталей проявляется зависимость между величиной «скачка» $\Delta a/a$ и составом (рис. 3), а также связь между температурой скачка термических деформаций кристаллических решеток и концентрацией легирующих примесей (рис. 4).

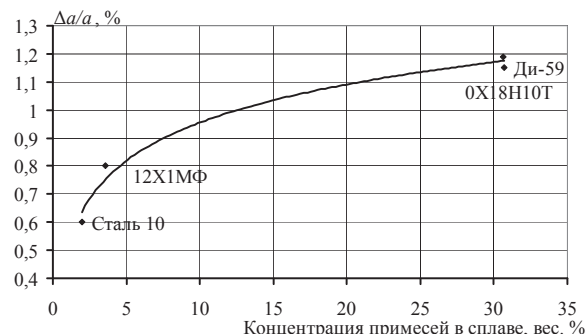


Рис. 3. Величина изменения $\Delta a/a$ на «скачке» термических деформаций кристаллических решеток для стали 10, 12X1MF, 0X18N10T, Ди-59 в зависимости от состава стали. Примечание: Ди-59 – отечественная жаропрочная хромомарганцевая сталь 10X13Г12БС2Н2Ц2

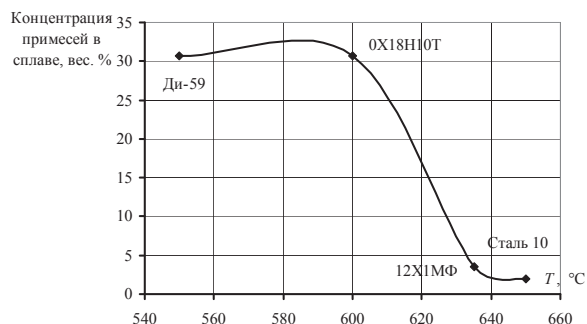


Рис. 4. Влияние концентрации примесей на температуру скачка термических деформаций кристаллических решеток

Из рис. 4 следует, что λ -аномальные скачки термических деформаций кристаллических решеток наблюдаются для разных сталей в диапазоне температур 550...650 °C.

Отмечается, что аномалии на температурной кривой $\alpha=f(T)$ обычно являются следствием фазовых переходов I рода (структурных) или II рода (магнитных) [8]. Для фазовых переходов I рода (например, $\alpha \rightarrow \beta$ превращение кобальта при температуре порядка 403 °C) характерно скачкообразное изменение первых частных производных по термодинамическим силам от свободной энергии (например, изменение объема и энтропии). Для сталей 10, 20 и 12X1MF перестройка α -кри-

сталлической структуры в γ -фазу (критическая точка $A_{\gamma\beta}$) происходит при температурах 876, 845, 880...900 °С соответственно. Фазовые переходы II рода характеризуются изменением магнитных свойств вблизи точки Кюри, переходом в сверхпроводящее состояние и т. д. Например, точка Кюри для железа составляет порядка 770 °С (ферромагнитное железо переходит в парамагнитное состояние), для кобальта и никеля — 1131 и 358 °С соответственно [8]. Магнитные превращения не сопровождаются перекристаллизацией структуры, изменением решетки или образованием новых зерен. Не изменяются и механические свойства.

Связать λ -аномальные скачки термических деформаций кристаллических решеток с явлениями упорядочения твердых растворов также не представляется возможным, так как упорядоченные растворы выражаются конкретной формулой вследствие определенного соотношения атомов в растворе (например, FeAl, Fe₃Si и т. д.).

Явление рекристаллизации в сталях формально можно отнести к фазовым переходам I рода, поскольку оно сопровождается перестройкой кристаллической структуры путем перемещения атомов за счет миграции большеугловых границ, хотя в классическом смысле оно не относится к таковым. Температура рекристаллизации для сталей ($T_{\text{рек}} \approx 0,4 \cdot T_{\text{пл}} = 0,4 \cdot 1534 \text{ °C} = 614 \text{ °C}$) близка к температурам наблюдаемых λ -аномалий. Однако аномалии термических расширений кристаллических решеток все-таки не могут быть связаны с явлениями возврата, отдыха и рекристаллизации в связи с тем, что:

- для кривых изменения свойств при рекристаллизации (твердости, электросопротивления, скорости растворения и т. д.) в зависимости от температуры характерна постепенность — ход этих кривых принципиально отличается от вида λ -аномальных кривых;
- отсутствуют аномальные температурные точки;
- измененное свойство металла, претерпевшего отдых, остается далее постоянным;
- степень возврата зависит от времени выдержки и температуры, процесс возврата будет протекать и при более низкой температуре, в этом случае его скорость определится временем выдержки, тогда как особенность λ -аномальных кривых состоит в том, что аномальные свойства проявляются при строго определенной температуре, или, по крайней мере, в узком интервале температур, что характерно для фазового перехода I рода;
- явления возврата и рекристаллизации не объясняют изменений параметра элементарной кристаллической ячейки и хода кривых на рис. 1, 2.

Таким образом, λ -аномальные скачки термических деформаций кристаллических решеток не могут быть объяснены фазовыми переходами I или II рода или процессами, которые можно формально отнести к таковым.

Как следует из рис. 2, распад твердого раствора сначала идет с большой скоростью. Начальные стадии старения изменяют механические и физические свойства — сплав упрочняется за счет выделения мелкодисперсных фаз [9]. Это подтверждается графиком зависимости размера зерна от температуры (рис. 5), рассчитанной по условиям дифракции рентгеновских лучей, из которого следует, что диапазон температур 200...500 °С характеризуется «диспергированием» зерен (рис. 5) [10]. Начиная с 500 °С, происходит рост зерен, достигающий максимума при 600...650 °С, что совпадает с температурой λ -аномального скачка термических деформаций кристаллических решеток (рис. 1, а).

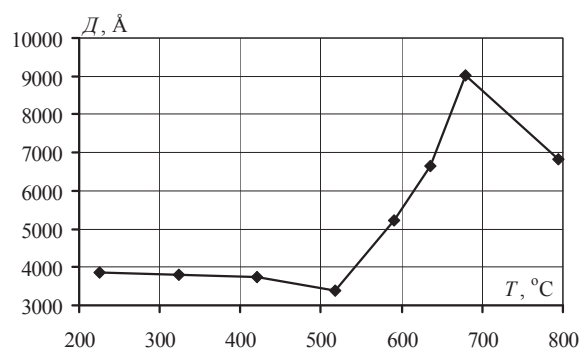


Рис. 5. Размер зерна в зависимости от температуры. Сталь 12X1MF

Прочность материала на начальных стадиях старения растет лишь до тех пор, пока выделяющаяся фаза мелкодисперсна. При укрупнении зерен прочность падает, твердость уменьшается (рис. 5) [9]. Далее процесс распада твердого раствора замедляется и наступает стадия «коллоидного равновесия», названная так С.Т. Конобеевским [9], который отмечал, что по мере укрупнения мелких фаз дальнейший распад твердого раствора идет чрезвычайно медленно. Этот же вывод следует из рис. 2.

На рис. 6 представлено изменение относительных интегральных интенсивностей дифракционных линий, наблюдающееся в процессе термоциклирования. Из теории дифракции рентгеновских лучей следует, что при изменении кристаллографических ориентаций зерен изменяется отражательная способность систем атомных плоскостей и интегральная интенсивность рассеянных лучей.

Например, интегральная интенсивность дифракционного максимума для поликристаллического образца при исследовании его по методу Брэгга определяется из выражения [11]:

$$\frac{I}{I_0} = n^2 \lambda^3 F^2 \frac{e^4}{m^2 c^4} \frac{p}{2\mu} \frac{1 + \cos^2(2\theta)}{2 \sin^2 \theta \cos \theta} \times \exp \left[-2 \frac{8\pi^2}{3} \frac{\sin^2 \theta}{\lambda^2} U^2 \right],$$

где I — интегральная интенсивность дифракционной линии; I_0 — интенсивность первичного пучка; n — число элементарных ячеек в единице объема; λ — длина волны; F — структурная амплитуда; m —

масса электрона; e – заряд электрона (во всех формулах, представленных ниже, буквой e обозначена

экспонента); c – скорость света; $\frac{1 + \cos^2(2\theta)}{2 \sin^2 \theta \cos \theta} = LP$

– фактор Лоренца-поляризации; θ – брэгговский угол дифракции; p – фактор повторяемости; μ – линейный коэффициент ослабления; U – полные смещения атомов в кристаллической решётке (равны сумме динамических и статических смещений $U^2 = U_{cm}^2 + U_{дин}^2$).

Факторы повторяемости для линий (110) и (200) равны: $p_{110}=12$; $p_{200}=6$.

Факторы Лоренца-поляризации двух линий (для примера с углами дифракции 28,55 и 20,05 град.) определяются из выражений:

$$\begin{aligned} \frac{1 + \cos^2(2\theta_{110})}{2 \sin^2(\theta_{110}) \cos(\theta_{110})} &= \\ &= \frac{1 + \cos^2(2 \cdot 10,025)}{2 \cdot \sin^2(10,025) \cdot \cos(10,025)} = 31,54; \\ \frac{1 + \cos^2(2\theta_{200})}{2 \sin^2(\theta_{200}) \cos(\theta_{200})} &= \\ &= \frac{1 + \cos^2(2 \cdot 14,275)}{2 \cdot \sin^2(14,275) \cdot \cos(14,275)} = 15,03. \end{aligned}$$

Функции атомного рассеяния равны: $f_{Fe(110)}=18,316$, $f_{Fe(200)}=15,279$.

Тогда теоретическое значение относительных интенсивностей двух дифракционных линий (200) и (110) для поликристаллического образца составляет:

$$\frac{I_{(200)}}{I_{(110)}} = \frac{15,03 \cdot 6 \cdot 15,279^2}{31,54 \cdot 12 \cdot 18,316^2} \cdot 100 \% = 16,7 \ %.$$

Это же отношение для совершенного кристалла будет иным:

$$\begin{aligned} \frac{I_{сов(200)}}{I_{сов(110)}} &= \frac{F_{200} \frac{1 + \cos(2\theta_{200})}{2 \sin(2\theta_{200})} e^{-\frac{8\pi^2 \sin^2(\theta_{200})}{\lambda^2} U^2} p_{200}}{F_{110} \frac{1 + \cos(2\theta_{110})}{2 \sin(2\theta_{110}) \cos(\theta_{110})} e^{-\frac{8\pi^2 \sin^2(\theta_{110})}{\lambda^2} U^2} p_{110}} = \\ &= \frac{I_{(200)}}{I_{(110)}} = \frac{1,97 \cdot 6 \cdot 15,279}{2,82 \cdot 12 \cdot 18,316} \cdot 100 \% = 29 \ %. \end{aligned}$$

А для идеально-мозаичного кристалла оно равно:

$$\begin{aligned} \frac{I_{моз(200)}}{I_{моз(110)}} &= \frac{F_{200}^2 \frac{1 + \cos^2(2\theta_{200})}{2 \sin(2\theta_{200})} e^{-\frac{8\pi^2 \sin^2(\theta_{200})}{\lambda^2} U^2}}{F_{110}^2 \frac{1 + \cos^2(2\theta_{110})}{2 \sin(2\theta_{110}) \cos(\theta_{110})} e^{-\frac{8\pi^2 \sin^2(\theta_{110})}{\lambda^2} U^2}} = \\ &= \frac{I_{(200)}}{I_{(110)}} = \frac{1,85 \cdot 15,279^2}{2,75 \cdot 18,316^2} \cdot 100 \% = 47 \ %. \end{aligned}$$

Таким образом, явление аномального рассеяния рентгеновских лучей, представленное на рис. 6, убедительно свидетельствует об изменении старых

и возникновении новых ориентировок зерен в структуре нагреваемого металла в процессе термоциклирования.

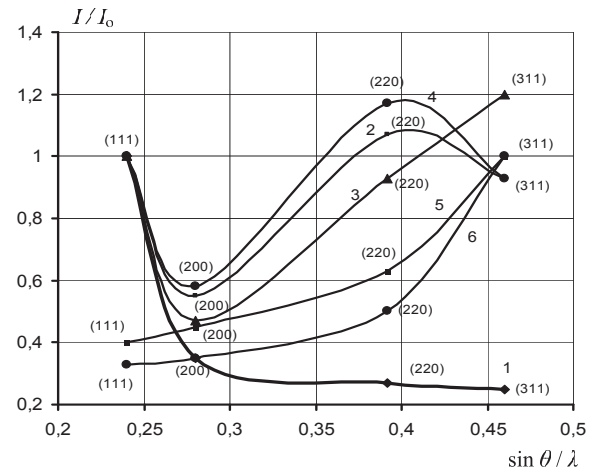


Рис. 6. Изменения относительных интегральных интенсивностей дифракционных линий при возникновении новых кристаллографических ориентаций в процессе высокотемпературного термоциклирования. Сталь 0Х18Н10Т: 1 – исходный образец (100, 200 °C); 2 – 300; 3 – 400, 500; 4 – 600; 5 – 900; 6 – 1000 °C

Примечание: кривые для температур, при которых сохраняются предыдущие ориентировки, на рисунке не показаны.

Так, начиная с 500 °C, происходит сращивание зерен новых дисперсных фаз (рис. 5), их «встраивание» в старую структуру и возникновение новых кристаллографических ориентировок (рис. 6). Видно, что совершенно новая текстура окончательно наступает при температуре 900...1000 °C (рис. 6, кривые 5 и 6). Но, как показывает эксперимент, изменения ориентаций зерен в процессе термоциклирования фиксируются уже при температуре 300 °C (рис. 6, кривая 2), которую по этой причине уже нельзя считать низкой и безопасной для конструкционных материалов теплоэнергетического оборудования из-за существенного влияния текстур на механические свойства.

Как отмечалось, рост зерен в процессе рекристаллизации не вскрывает природы λ -аномальных скачков термических деформаций кристаллических решеток, а объяснение наблюдаемых аномалий (рис. 1) возможно связать с зернограничными явлениями в структуре стальных материалов, основываясь на опыте эксплуатации оборудования ТЭС, которым установлены существенные структурные изменения, связанные с перемещением и разориентировкой блоков относительно друг друга, следовательно, с изменением границ зерен [12]. Возможный процесс изменения внутризеренных границ проиллюстрирован на рис. 7.

В настоящее время межзеренную границу принято рассматривать как отдельную фазу, играющую огромную роль в формировании прочностных характеристик материала. Отмечается, что как и любая другая твердая фаза, она может претерпевать фазовые превращения [13].

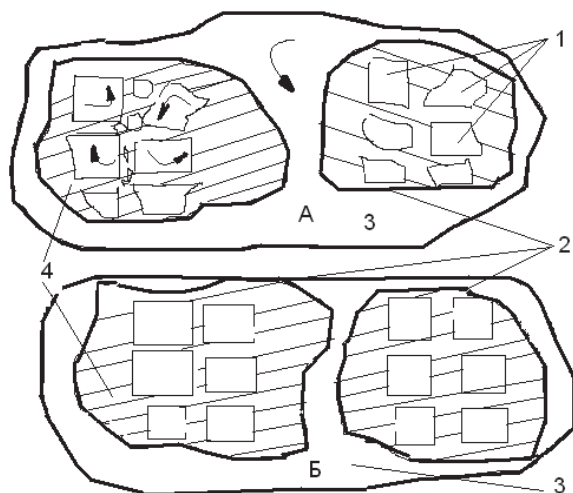


Рис. 7. Схема возникновения новых ориентировок зерен: А – исходные ориентировки и рекристаллизация; Б – новые кристаллографические ориентации кристаллитов и зерен; (1 – кристаллиты; 2 – зерна; 3 – межзеренные границы; 4 – внутризеренные границы)

В настоящее время неясны структура границ, зернограничные фазовые переходы, явления переноса массы в границах, ощущается недостаток экспериментальных данных о структуре границ и их подвижности в термических и механических превращениях. Среди опубликованных материалов нет ни одной гипотезы, которая исчерпывающим образом объясняла бы зернограничные свойства реальных кристаллов, отсутствуют прямые экспериментальные доказательства существования зернограничных фазовых превращений в твердом состоянии [13].

Однако термодинамическая теория предсказывает, что если при температуре, не превышающей температуры плавления, на границе зерна происходит фазовый переход, то в точке перехода высокотемпературная и низкотемпературная фазы должны находиться в термодинамическом равновесии. Это требует равенства давления, температуры и поверхностного натяжения обеих фаз, а энтропия и объем должны меняться скачком при переходе от одной фазы к другой [13].

В работе [14] отмечается, что «...границы зерен могут существовать более чем в одном фазовом состоянии и что в них возможны такие же фазовые переходы, как в объеме. Такие фазовые переходы могут проявляться в скачкообразном изменении структуры, прочности, химических и кинетических свойств границ».

Таким образом, доказательства зернограничных фазовых превращений нужно искать в предсказываемых теорией скачкообразных изменениях равновесных характеристик – энтропии, объема, количества адсорбированной примеси, а также неравновесных или кинетических характеристик – скорости миграции границ, зернограничной диффузии, скорости зернограничного проскальзывания, зернограничного внутреннего трения и так далее [13].

В работе [15] так же показано, что изменение и трансформация границ зерен связаны с атомными перестройками, следовательно, являются структурными и относятся к фазовым переходам I рода, которые должны сопровождаться λ -аномальным скачком термических деформаций кристаллических решеток.

Фазовые переходы в границах могут быть самыми разнообразными, но каким бы ни было зернограничное превращение, характерным его признаком будет скачкообразное изменение характеристик [13].

Таким образом, наличие λ -аномалий термических расширений кристаллических решеток можно объяснить разворотом зерен и трансформацией их границ.

Важно, что в поликристаллах, содержащих очень большое число границ, температура перехода может не быть одинаковой для границ всевозможных ориентаций и скачкообразное изменение характеристик может наблюдаться при разных температурах, что видно, например, из рис. 1. Тем не менее, даже в этом случае температура перехода для многих границ лежит, вероятно, в достаточно узком интервале, так что должно наблюдаться если и не скачкообразное, то хотя бы аномально быстрое изменение измеряемых характеристик.

Отметим, что изменение свойств, обусловленное зернограничным фазовым переходом, должно быть обратимым, как это и следует из рис. 1.

Непрерывно протекающие процессы распада твердых растворов, процессы выделения и коагуляции мелкодисперсных фаз, возникновение новых текстур в стенке трубы котельного агрегата, λ -аномальные скачки термических деформаций кристаллических решеток еще более усилят анизотропию свойств стенки трубы паропровода, пароперегревателя, сварного шва и их недоучет снизит не только эксплуатационную надежность, но и одновременно поставит под сомнение надежность любой диагностики. Все это важно для повышения устойчивости структур конструкционных материалов, ограничивающих изменения механических характеристик, приводящих к ползучести, сокращению ресурса и внезапным разрушениям.

Выводы

1. Установлено, что аномалии термических деформаций кристаллических решеток котельных сталей и явления структурного полиморфизма имеют разную физическую природу и требуют дальнейшего изучения.
2. В объяснении причин аномалий следует привлекать представления о зернограничных явлениях как о фазовых превращениях I рода.
3. Контроль над зернограничными процессами возможен путем устранения λ -аномалий тепловых расширений в технологической практике или учета при проектировании изделий.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ № 11–08–00782а.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Любимова Л.Л., Макеев А.А., Загорин А.С., Ташлыков А.А. и др. Закономерности изменений параметра элементарной ячейки металла паропроводов как критерий накопления повреждений // Известия Томского политехнического университета. – 2011. – Т. 319. – № 4. – С. 35–39.
2. Любимова Л.Л., Макеев А.А., Загорин А.С., Артамонов А.И. и др. Рентгеномикродилатометрические температурные исследования стенки котельной трубы // Известия Томского политехнического университета. – 2006. – Т. 309. – № 5. – С. 103–106.
3. Загорин А.С., Любимова Л.Л., Макеев А.А., Лебедев Б.В. и др. Рентгенометрия аномальных температурных расширений энергетических сталей // Известия Томского политехнического университета. – 2003. – № 2. – Т. 306. – С. 78–83.
4. Макеев А.А., Любимова Л.Л., Загорин А.С., Ташлыков А.А. Проявления структурной неустойчивости на ранних стадиях распада пересыщенного твердого раствора аустенита // Известия вузов: Черная металлургия. – 2009. – № 12. – С. 33–41.
5. Любимова Л.Л., Макеев А.А., Загорин А.С., Ташлыков А.А. Переменные напряжения в стенках труб из циркониевого сплава для технологических каналов ядерных энергетических установок при циклическом деформировании // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 317. – № 4. – С. 20–24.
6. Любимова Л.Л., Макеев А.А., Загорин А.С., Фисенко Р.Н. Исследование стойкости ниобиевой трубы для энергетических реакторов к упругопластическому деформированию // Теплофизические основы энергетических технологий: Труды II Всероссийской научно-практ. конф. с международным участием. – Томск: Изд-во ТПУ, 2011. – С. 147–151.
7. Коваленко В.Ф. Теплофизические процессы и электровакуумные приборы. – М.: Сов. радио, 1975. – 216 с.
8. Финкель В.А. Высокотемпературная рентгенография металлов. – М.: Металлургия, 1968. – 204 с.
9. Уманский Я.С., Трапезников А.К., Китайгородский А.И. Рентгенография. – М.: Гос. Науч.-техн. изд-во машиностроительной лит-ры, 1951. – 310 с.
10. Любимова Л.Л., Загорин А.С., Лебедев Б.В. Основы применения метода высокотемпературной рентгенографии для оценки работоспособности труб паровых котлов. – Томск: Изд-во STT, 2009. – 220 с.
11. Русаков А.А. Рентгенография металлов. – М.: Атомиздат, 1977. – 480 с.
12. Крутасова Е.И. Надежность металла энергетического оборудования. – М.: Энергоиздат, 1981. – 240 с.
13. Орлов А.Н., Перевезенцев В.Н., Рыбин В.В. Границы зерен в металлах / под общ. ред. М.Л. Бернштейна, И.И. Новикова. – М.: Металлургия, 1980. – 156 с.
14. Hart E.W. Фазовые переходы на границах зерен / в кн.: The Nature and Behavior of Grain Boundaries, ed. Hsun Hu. – New York-London: Plenum Press, 1972. – 155 p.
15. Глейтер Г., Чалмерс Б. Большеголовые границы / Пер. с англ. С.Н. Горина, В.М. Половова. – М.: Мир, 1975. – 375 с.

Поступила 17.06.2012 г.

УДК 532.5+536.24

ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЕ В ТЕПЛОВЫХ ПУНКТАХ ЖИЛЫХ И ОБЩЕСТВЕННЫХ ЗДАНИЙ. Ч. 1. ОБЩАЯ МОДЕЛЬ ТЕПЛОвого ПУНКТА

Б.А. Унаспеков, К.О. Сабденов, М.Ж. Кокарев, М.В. Колобердин, Б.А. Игембаев

Евразийский национальный университет им. Л.Н. Гумилева, г. Астана, Казахстан
E-mail: sabdenovko@yandex.kz

Рассматриваются вопросы эффективного использования тепловой энергии в системе центрального отопления. Показано, что использование энергетического потенциала теплоносителя имеет перспективные решения. Для решения возникающих технических проблем необходимо проводить моделирование работы теплового пункта. Предложена общая модель гидродинамических и тепловых процессов в тепловом пункте.

Ключевые слова:

Тепловой пункт, теплоноситель, система труб, перепад давления, скорость жидкости, температура на входе и выходе системы отопления.

Key words:

Thermal point, coolant, pipe system, pressure difference, liquid velocity, input and output temperature of heating system.

Введение

В настоящее время вопросы энергосбережения, эффективного использования энергоресурсов приобрели актуальное значение не только в контексте снижения оплаты за энергоресурсы, снижения экологической нагрузки и износа оборудования.

Как известно, в Республике Казахстан (РК) и в ряде других стран для обеспечения населения электрической и тепловой энергией распространена ее комбинированная выработка. Такой способ является в настоящее время наиболее приемлемым

с точки зрения эффективности сжигания полезных ископаемых, воздействия на окружающую среду. Однако неэффективное использование энергии на стороне потребителя приводит к неоправданно высокому удельному уровню потребления электрической и тепловой энергии в нашей стране.

Затраты на содержание трубопроводных систем распределения тепловой энергии существенны и со временем эксплуатации являются определяющими, при дальнейшей оценке эффективности системы теплоснабжения. Системы централизован-

ного теплоснабжения являются разветвленными, обратного типа, с нестабильными режимами работы: тепловая нагрузка существенно меняется в течение отопительного периода и в течение суток.

Эффективность работы систем теплоснабжения, с точки зрения экономного энергопотребления, требует одновременного решения вопросов гидродинамики и термодинамики, при этом параметры теплоносителя в тепловом пункте должны контролироваться в обоих направлениях — от источника к потребителю и от потребителя к источнику выработки тепловой энергии.

Настоящая работа нацелена на физико-математическое моделирование системы распределения главным образом тепловой энергии в жилых и общественных зданиях для выработки его оптимальных решений.

Перспективы рационального использования энергии при ее распределении

Проектирование систем теплоснабжения, согласно нормативным документам и правилам, производится на максимальную нагрузку при наибольшем расходе сетевой воды. В этой связи целесообразно осуществлять регулирование в тепловых узлах, используя энергетический потенциал теплоносителя, изначально заложенный в самой идее центрального теплоснабжения, это — перепад давления в системе трубопроводов и разница в температурах теплоносителя и окружающей среды. Удельный энергетический потенциал ΔE_p (Дж/кг) теплоносителя, обусловленный наличием перепада давления Δp , равен $\Delta E_p = \Delta p / \rho$, ρ — плотность теплоносителя (воды). Энергетический потенциал ΔE_p единицы массы теплоносителя, обусловленный наличием перепада температуры ΔT относительно окружающей среды и на выходе из системы отопления здания, равен $\Delta E_t = c_p \rho \Delta T$, где c — теплоемкость воды. Несложный расчет при $\Delta p = 2...3$ бара показывает, что $\Delta E_p = 2,0...3,0 \cdot 10^2$ Дж/кг, и при $\Delta T = 50...70$ °C получаем $\Delta E_t = 2,1...2,9 \cdot 10^5$ Дж/кг.

Как видим, энергетический потенциал теплоносителя, содержащийся в его внутренней энергии, примерно в 1000 раз больше.

Как известно [1, 2], центральное теплоснабжение можно разбить на два обширных класса: зависимое и независимое. Каждый из них включает в себя основным элементом автоматизированный тепловой пункт (АТП), который призван выполнять функции оптимального снабжения тепловой энергией потребителя.

Основной упор в наших исследованиях делается на зависимые системы отопления, которые значительно распространены в РК.

Идея использования энергетического потенциала теплоносителя для обеспечения работы АТП не является новой. Существует устройство [1, 2], называемое элеватором, которое обеспечивает смешение теплоносителя, выходящего из системы отопления здания, с теплоносителем, поступающим из городской тепловой сети. Работа элеватора основана на использо-

вании энергии ΔE_p . Хотя она составляет ничтожную долю (около 0,1 %) от общего энергетического потенциала теплоносителя, ее прямое преобразование в работу A эжектора или любого другого устройства с технической точки зрения довольно просто.

Несмотря на очевидную выгоду использования энергии ΔE_p ввиду большой ее величины, это сопряжено с рядом трудностей. На современном этапе развития техники и технологии преобразование внутренней энергии ΔE_p в работу A видится с практической точки зрения нецелесообразным ввиду целого ряда трудностей, по сравнению с преобразованием потенциальной энергии ΔE_p .

Тем не менее, следует продолжать исследования в области дешевого способа преобразования энергии ΔE_p в работу A . Если это удастся сделать, то ее выгоды в плане энергосбережения и эффективного использования энергоресурсов очевидны: повышается коэффициент полезного действия общей системы энергообеспечения.

Далее рассмотрим другой путь экономии энергии. Это — оптимизация работы самой АТП в зависимой системе отопления.

Для регулировки подачи тепловой энергии в здание часто в АТП используется циркуляционный насос. Выгода такого технического решения кроется в возможности изменения температурного режима АТП и обслуживаемого здания в широких пределах. Циркуляционный насос для совершения работы получает электрическую энергию от городской электросети, и в этом есть его преимущество и недостаток. Недостаток видится в излишнем расходовании энергии, которую можно было непосредственно брать из энергетического потенциала теплоносителя.

В отличие от циркуляционного насоса использование элеватора может полностью исключить внешнее электропитание, включая питание системы автоматического регулирования расхода тепла. Хотя диапазон регулировки элеватора относительно невелик, тем не менее, существуют возможности повышения эффективности его работы.

Поэтому мы начнем с разработки физико-математических моделей различных вариантов АТП в зависимой системе отопления, на основе которой будет производиться подробный сравнительный анализ их достоинств и недостатков. Результаты такого анализа в дальнейшем помогут выработать рекомендации в пользу выбора конкретного устройства для практического использования.

Математическая модель классического автоматизированного теплового пункта

В тепловом пункте имеют место гидродинамические и тепловые процессы. В диапазоне температур и перепадах давлений, реализующихся на практике, плотность теплоносителя в тепловом пункте меняется относительно незначительно. В связи с этим конвективное движение жидкости, вызванное силой тяжести и изменением плотности за счет теплового расширения, можно не учитывать. Наиболее сильной движущей силой жидкости

в тепловом пункте является перепад давления.

Отсюда следует, что в тепловом пункте ведущую роль играют гидродинамические процессы, их можно рассматривать независимо от тепловых процессов. Поэтому вначале найдем основные расчетные соотношения для определения потоков жидкого теплоносителя в системе труб АТП.

Гидродинамические процессы. Рассмотрим основные элементные составляющие классического исполнения АТП (рисунок) [2] на основе циркуляционного насоса. В случае АТП на базе элеватора изображенный насос условно можно считать функцией гидравлических параметров самой АТП и системы отопления здания. Поэтому приводимые ниже рассуждения носят общий характер.

Разделим АТП условно на участки: две трубы длиной l_{10} и диаметром d_0 со своими вентилями назовем первым участком, перемычка – труба длиной l_{20} и с тем же диаметром d_0 образует второй участок. Третий участок образован двумя трубами длиной l_{30} , на которых тоже установлены вентили.

Из городской тепловой сети вода поступает в АТП со скоростью u_{in} и со скоростью $u_{out} = -u_{in}$ возвращается обратно. За счет работы циркуляционного насоса вода по участку 2 может прокачиваться в двух направлениях: если насос открыт, но выключен, то вода течет со скоростью u_2 по направлению сплошной стрелки (рисунок, стрелка направлена вниз). При работающем насосе и определенных рабочих положениях вентилей вода по участку 2 может течь в обратном направлении (рисунок, стрелка направлена вверх).

Пусть трубы системы отопления здания характеризуются эффективным диаметром D_{ef} и длиной L_{ef} , имеющими общий коэффициент гидравлического сопротивления λ_0 .

Все участки АТП тоже имеют свое сопротивление. Участки труб характеризуются эффективными длинами [3], которые обозначим с индексами, указывающими на номер участка: l_1, l_2, l_3 . Аналогичным образом вводим коэффициенты сопротивления: λ_{in} – для входного и выходного участка АТП;

λ_2, λ_3 – для 2 и 3 участков; λ_0 – для труб системы отопления здания.

На каждом участке теплоноситель переносится, соответственно, с расходами Q_2, Q_3, Q_{in} и скоростями u_2, u_3, u_{in} ($u_{out} = -u_{in}$), в определении которых и состоит наша задача.

Обозначим для разделения верхних и нижних участков на рисунке с длинами l_1 и l_3 соответственно как l_{11}, l_{31} (верх) и l_{12}, l_{32} (низ). Действующие в них напоры соответственно будут равны [3]

$$\begin{aligned} h_1 &= \beta \lambda_{in} \frac{l_{11}}{d_0^5} Q_{in}^2 + \beta \lambda_{in} \frac{l_{12}}{d_0^5} Q_{in}^2 = \beta \lambda_{in} \frac{l_{11} + l_{12}}{d_0^5} Q_{in}^2, \\ h_2 &= \beta \lambda_2 \frac{l_2}{d_2^5} Q_2^2, \quad \beta = \frac{8}{\pi^2 g} \approx 0,083, \\ h_3 &= \beta \lambda_3 \frac{l_{31} + l_{32}}{d_0^5} Q_3^2 + \beta \lambda_0 \frac{L_{ef}}{D_{ef}^5} Q_3^2 - H_n, \end{aligned} \quad (1)$$

где g – ускорение свободного падения, м/с²; H_n – напор, создаваемый насосом или элеватором. В случае насоса он является задаваемым параметром, а в случае элеватора является функцией скоростей: $H_n = H_n(u_2, u_3, u_{in})$, и вентиль, находящийся перед элеватором на рисунке, исключается.

Зависимости коэффициентов сопротивления от средних по сечению трубы скоростей (следовательно, и расходов, так как, например, $Q_2 = u_2 S_2 = u_2 \pi d_2^2 / 4$) можно рассчитывать по формуле Альтшуля [3]

$$\begin{aligned} \lambda_2 &= 0,1 \cdot \left(1,46 \frac{\Delta_2}{d_2} + \frac{100}{Re_2} \right)^{0,25}, \quad Re_2 = \frac{d_2 u_2}{\nu}; \\ \lambda_3 &= 0,1 \cdot \left(1,46 \frac{\Delta_3}{d_3} + \frac{100}{Re_3} \right)^{0,25}, \quad Re_3 = \frac{d_3 u_3}{\nu}; \\ \lambda_0 &= 0,1 \cdot \left(1,46 \frac{\Delta_0}{D_{ef}} + \frac{100}{Re_0} \right)^{0,25}, \quad Re_0 = \frac{D_{ef} u_3}{\nu}; \\ \lambda_{in} &= 0,1 \cdot \left(1,46 \frac{\Delta_{in}}{d_0} + \frac{100}{Re_{in}} \right)^{0,25}, \quad Re_{in} = \frac{d_0 u_{in}}{\nu}, \end{aligned} \quad (2)$$

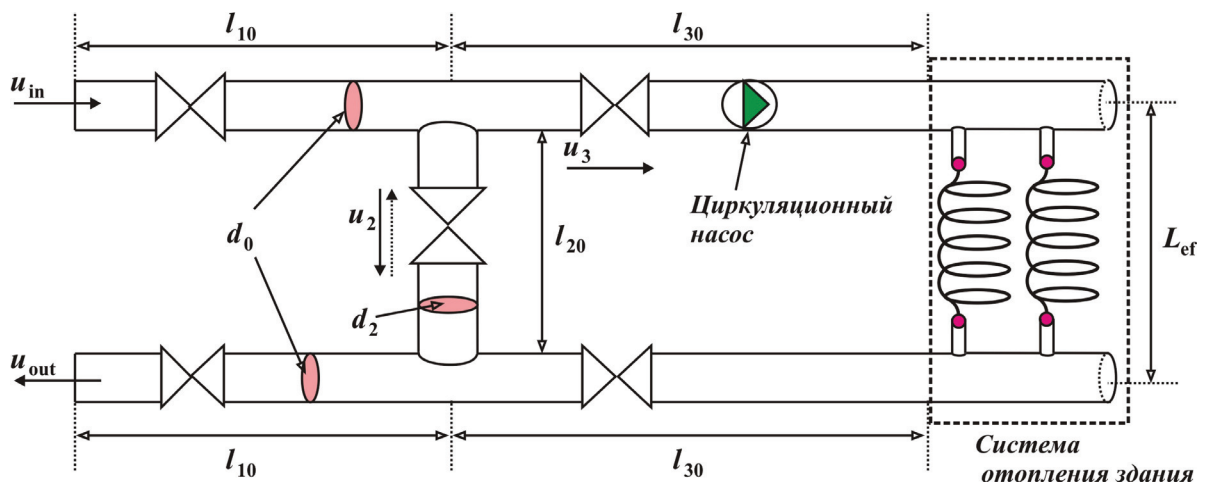


Рисунок. Схема основных участков АТП

где ν – кинематическая вязкость теплоносителя, м²/с; $\Delta_2, \Delta_3, \Delta_0$ – средняя высота шероховатостей на внутренней стенке труб по участкам.

Для краткости записи также введем обозначения

$$l_1^* = l_{11} + l_{12}, \quad l_3^* = l_{31} + l_{32}. \quad (3)$$

Это позволяет выражения для напоров (1) привести в компактную форму:

$$h_1 = \beta \lambda_{in} \frac{l_1^*}{d_0^5} Q_{in}^2, \quad h_2 = \beta \lambda_2 \frac{l_2}{d_2^5} Q_2^2, \\ h_3 = \beta \lambda_3 \frac{l_3^*}{d_0^5} Q_3^2 + \beta \lambda_0 \frac{L_{ef}}{D_{ef}^5} Q_3^2 - H_n. \quad (4)$$

Суммарный напор определяется согласно формуле

$$H = h_1 + h_2 = \beta \lambda_{in} \frac{l_1^*}{d_0^5} Q_{in}^2 + \beta \lambda_2 \frac{l_2}{d_2^5} Q_2^2. \quad (5)$$

Уравнение (5) служит одним из основных соотношений, необходимых для расчета систем труб. К нему следует добавить равенство напоров по разветвляющимся участкам $h_2 = h_3$ [4] или в развернутой форме,

$$\beta \lambda_2 \frac{l_2}{d_2^5} Q_2^2 = \beta \lambda_3 \frac{l_3^*}{d_0^5} Q_3^2 + \beta \lambda_0 \frac{L_{ef}}{D_{ef}^5} Q_3^2 - H_n, \quad (6)$$

а также уравнение сохранения массы [5]

$$Q_{in} = Q_2 + Q_3. \quad (7)$$

Соотношения (5)–(7) со вспомогательными равенствами (2)–(4) при заданном напоре H на входе–выходе АТП представляют собой полную систему нелинейных алгебраических уравнений с тремя неизвестными величинами Q_2, Q_3, Q_{in} (или u_2, u_3, u_{in}).

Тепловые процессы. АТП с использованием узла смешивания (участок 2) позволяет регулировать расход теплоносителя и обеспечивает его принудительную циркуляцию за счёт циркуляционного насоса. Этот насос обеспечивает подачу из системы отопления здания охлажденного теплоносителя в ее входную часть со скоростью u_2 по трубе сечением S_2 . Во входной части из городской сети он смешивается с теплоносителем, поступающим со скоростью u_{in} и температурой T_{in} по трубе сечением $S_0 = \pi d_0^2/4$. В результате в систему отопления поступает смесь с температурой $T_{in,2} < T_{in}$ при скорости u_3 . Сечение трубы на входе в систему отопления здания прежнее и равно S_0 , а выходящая из нее вода имеет температуру $T_{out,2}$.

Найдем уравнение, по которому рассчитывается температура $T_{in,2}$. Пусть плотность и теплоемкость теплоносителя считаются постоянными величинами. Для этого запишем закон сохранения энергии для области смешивания.

В области смешивания течение турбулентное, поэтому выравнивание температурных неоднородностей происходит очень быстро и намного быстрее процесса выравнивания температур на дру-

гих участках АТП. Тогда, можно считать, что скорость изменения dQ/dt во времени количества тепла Q равна сумме поступающего с конвекцией тепла из первого входа $\rho c S_0 u_{in} T_{in}$, тепла из трубы 2 $\rho c S_2 u_2 T_{out,2}$ ($u_2 > 0$ при течении вверх, указанному на рисунке) и разности выходящего уже при температуре $\rho c S_0 u_3 T_{in,2}$:

$$\frac{dQ}{dt} = \rho c S_0 u_{in} T_{in} + \rho c S_2 u_2 T_{out,2} - \rho c S_0 u_3 T_{in,2}. \quad (8)$$

Так как с точностью до множителя порядка единицы $Q = \rho c S_0 d_2 T_{in,2}$, где d_2 – диаметр канала смешивания (трубы 2), то подставив его значение в (8), получим

$$\rho c S_0 d_2 \frac{dT_{in,2}}{dt} = \rho c S_0 u_{in} T_{in} + \rho c S_2 u_2 T_{out,2} - \rho c S_0 u_3 T_{in,2}.$$

Поделив обе части равенства на $\rho c S_0 d_2$, приходим к уравнению

$$\frac{dT_{in,2}}{dt} = \frac{1}{d_2} \left(u_{in} T_{in} + \frac{S_2}{S_0} u_2 T_{out,2} - u_3 T_{in,2} \right). \quad (9)$$

Убедимся, что это уравнение физически не противоречиво. Допустим стационарность скоростей u_{in}, u_2, u_3 . Тогда из закона сохранения массы следует:

$$u_3 = u_{in} + u_2 \frac{S_2}{S_0}.$$

Подставив отсюда значение u_3 в уравнение (9), получим

$$\frac{dT_{in,2}}{dt} = \frac{u_{in}}{d_2} (T_{in} - T_{in,2}) - \frac{S_2}{S_0} \frac{u_2}{d_2} (T_{in,2} - T_{out,2}). \quad (10)$$

Отсюда следует, что если $u_2 = 0$ и $u_{in} \neq 0$, то с течением времени порядка d_2/u_{in} устанавливается равенство температур $T_{in,2} = T_{in}$. Если же наоборот, $u_2 \neq 0$ и $u_{in} = 0$, то устанавливается равенство $T_{in,2} = T_{out,2}$. Таким образом, уравнение (9) (или его аналог (10)) не содержит физических противоречий. Однако второй случай следует дополнительно пояснить. Так как $T_{out,2}$ устанавливается в процессе теплообмена с окружающей средой, то при подаче теплоносителя в систему с температурой $T_{in,2} = T_{out,2}$ они обе со временем будут снижаться до тех пор, пока не сравняются с температурой окружающей среды.

Асимптотически при $t \rightarrow \infty$ производная $dT_{in,2}/dt \rightarrow 0$. Тогда из (10) следует

$$T_{in,2} = \frac{u_{in} T_{in,2} + S_2 u_2 T_{out,2} / S_0}{u_{in} + S_2 u_2 / S_0}.$$

При стационарном режиме тепломассопереноса в системе «АТП+здание» температуру на входе в систему отопления можно рассчитывать по этой формуле.

Заключение

По изложенным выше материалам можно заключить, что в настоящее время наиболее экономичным способом обеспечения работы АТП является использование энергетического потенциала

теплоносителя. Полное решение этой проблемы требует всестороннего анализа гидродинамических и тепловых процессов в АТП и дальнейшего его технического совершенствования. Для этого в настоящей работе разработана физико-математиче-

ская модель таких процессов, позволяющая детально производить необходимый анализ.

Работа выполнена при финансовой поддержке Комитета по науке Министерства образования и науки РК (Договор № 511 от 05.04.2012 г.).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Соколов Е.А. Теплофикация и тепловые сети. — М.: Энергоиздат, 1982. — 360 с.
2. Ионин А.А. Теплоснабжение. — М.: Стройиздат, 1982. — 336 с.
3. Френкель Н.З. Гидравлика. — М.-Л.: Госэнергоиздат, 1956. — 456 с.
4. Беннет К.О., Майерс Дж.Е. Гидродинамика, теплообмен и массообмен / Пер. с англ. М.С. Ассмус и В.М. Ентова / под ред. Н.И. Гельперина и И.А. Чарного. — М.: Недра, 1966. — 726 с.
5. Лойцянский Л.Г. Механика жидкости и газа. — М.: Наука, 1987. — 840 с.

Поступила 09.07.2012 г.

УДК 532.5+536.24

ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЕ В ТЕПЛОВЫХ ПУНКТАХ ЖИЛЫХ И ОБЩЕСТВЕННЫХ ЗДАНИЙ. Ч. 2. МОДЕЛЬ ОБОГРЕВА ЗДАНИЯ

Б.А. Унаспеков, К.О. Сабденов, М.Ж. Кокарев, М.В. Колобердин, Б.А. Игембаев

Евразийский национальный университет им. Л.Н. Гумилева, г. Астана, Казахстан
E-mail: sabdenovko@yandex.kz

Разработана простая модель обогрева здания с произвольным числом этажей, включенного в систему центрального отопления. Несмотря на простоту, она может применяться для моделирования обогрева здания совместно с его тепловым пунктом для последующего поиска оптимальных режимов работы теплового пункта. Проведены тестовые расчеты по определению температуры теплоносителя и средней температуры в помещениях для 9-этажного здания. Сформулированы условия применимости методов механики сплошной среды для описания температурного режима в здании.

Ключевые слова:

Температура и скорость движения теплоносителя, температура в помещениях, тепловой пункт, теплообмен, приближение механики сплошной среды, температура на входе и выходе системы отопления.

Key words:

Coolant temperature and speed of movement, temperature in rooms, thermal point, heat exchange, continuum mechanics approximation, input and output temperature of heating system.

Введение

Моделирование гидродинамических и тепловых процессов в автоматизированном тепловом пункте (АТП) требует знания температуры на входе $T_{in,2}$ и выходе $T_{out,2}$ системы отопления обслуживаемого здания. В частности, справедливо уравнение (1)

$$\frac{dT_{in,2}}{dt} = \frac{u_{in}}{d_2} (T_{in} - T_{in,2}) - \frac{S_2}{S_0} \frac{u_2}{d_2} (T_{in,2} - T_{out,2}), \quad (1)$$

где u_{in} , u_2 — соответственно скорости теплоносителя на входе в АТП и в узле смешения; S_0 , S_2 — соответственно площади сечения магистральной трубы АТП и трубы узла смешения диаметра d_2 .

Температуры $T_{in,2}$ и $T_{out,2}$ можно теоретически рассчитать, если смоделировать процессы теплопереноса и теплообмена в здании. Излагаемый ниже материал посвящен разработке требуемой модели.

Математическая модель отопления здания

Будем считать, что теплоноситель подается в здание с самого верхнего этажа вниз. Полагаем

его высоту равной L_z (рис. 1). Температуру теплоносителя обозначим за T , а температуру в помещениях здания — за T_h .

Скорость движения теплоносителя на входе в систему отопления u_3 рассчитывается по уравнениям, приведенным в работе [1]. В самой системе отопления скорость теплоносителя $u = u_3 \cdot d_0^2 / D_{ef}^2$, где D_{ef} — эффективный диаметр трубопровода системы отопления. Будем считать, что она сохраняется по всему зданию. За переменную x примем координату вдоль направления u . Тогда в рамках приближения механики сплошной среды справедливы следующие уравнения [2]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial T}{\partial t} + u \frac{\partial T}{\partial x} &= -\alpha(T - T_h), \\ \frac{\partial T_h}{\partial t} &= \alpha(T - T_h) - \gamma(T_h - T_c), \end{aligned} \quad (2)$$

где параметр $\alpha > 0$ характеризует скорость теплообмена между системой отопления и помещениями; а параметр γ — между помещениями и наружным

воздухом. Оба эти параметра имеют положительный знак, $\gamma > 0$.

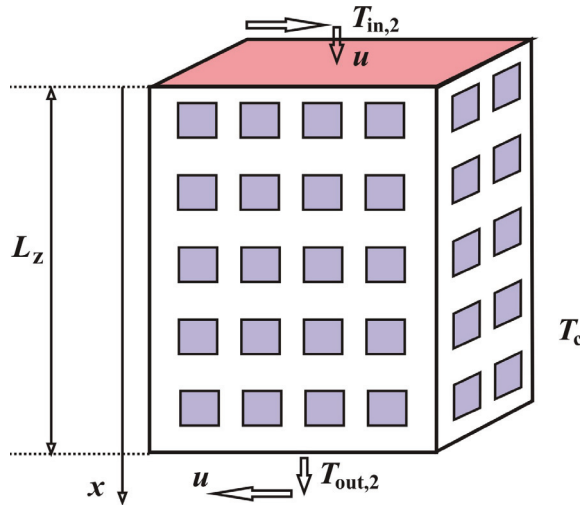


Рис. 1. Упрощенное представление движения теплоносителя при обогреве здания и система координат

Температуры T и T_h в (2) являются функциями времени t и координаты x :

$$T = T(t, x), T_h = T_h(t, x).$$

Обращает на себя внимание отсутствие в (2) температуры T_{in} . Она присутствует только в граничном условии

$$T(t, 0) = T_{in,2}. \quad (3)$$

Кроме граничного условия уравнения (2) должны быть дополнены начальными условиями: по одному на каждое уравнение.

Нестационарные решения уравнения (2) представляют интерес, когда во времени меняются температуры $T_{in,2}$ и T_c . Но на достаточно большом промежутке времени они остаются постоянными. Тогда можно рассмотреть только стационарные решения. Полагая в (2) $\partial T / \partial t = \partial T_h / \partial t = 0$, получим

$$u \frac{dT}{dx} = -\alpha(T - T_h), \quad (4)$$

$$\alpha(T - T_h) - \gamma(T_h - T_c) = 0,$$

где частная производная заменена полной производной ввиду зависимости температур только от одной переменной x .

Выразив из второго уравнения (4) T_h через T :

$$T_h = \frac{\alpha}{\alpha + \gamma} T + \frac{\gamma}{\alpha + \gamma} T_c, \quad (5)$$

используем его в первом уравнении (4). После выполнения элементарных преобразований приходим к уравнению

$$u \frac{dT}{dx} = -\frac{\alpha\gamma}{\alpha + \gamma} (T - T_c).$$

Оно легко решается:

$$T = C \cdot \exp\left(-\frac{\alpha\gamma}{\alpha + \gamma} \frac{x}{u}\right) + T_c,$$

где постоянная интегрирования C находится из граничного условия (3), и она имеет значение $C = T_{in,2} - T_c$. Таким образом,

$$T = (T_{in,2} - T_c) \cdot \exp\left(-\frac{\alpha\gamma}{\alpha + \gamma} \frac{x}{u}\right) + T_c. \quad (6)$$

Теперь средняя температура здания получается из (5):

$$T_h = (T_{in,2} - T_c) \frac{\alpha}{\alpha + \gamma} \cdot \exp\left(-\frac{\alpha\gamma}{\alpha + \gamma} \frac{x}{u}\right) + T_c. \quad (7)$$

Сравнивая эти формулы, видим, что они отличаются множителем

$$\frac{\alpha}{\alpha + \gamma} < 1.$$

Это означает выполнение неравенства $T > T_h$ при любых x , если $T_{in,2} > T_c$, т. е. при нормальном обогреве дома температура в помещениях всегда ниже температуры в системе отопления.

Из (7) следует, что во входной части системы отопления (в сущности, на верхних этажах здания) средняя температура в доме равна ($x=0$)

$$T_h(0) = (T_{in,2} - T_c) \frac{\alpha}{\alpha + \gamma} + T_c = \frac{\alpha}{\alpha + \gamma} T_{in,2} + \frac{\gamma}{\alpha + \gamma} T_c.$$

Эту формулу можно записать как

$$T_h(0) = T_{in,2} \left(1 - \frac{\gamma}{\alpha + \gamma} \frac{T_{in,2} - T_c}{T_{in,2}}\right).$$

Выражение в скобках меньше единицы, если $T_{in,2} > T_c$, и, наоборот, больше единицы, если $T_{in,2} < T_c$. В первом случае происходит преимущественно обогрев дома за счет подачи относительно горячего теплоносителя, а во втором случае обогрева недостаточно, температура в здании меньше температуры $T_{in,2}$.

Теперь выясним, чему равны температуры на выходе системы обогрева, т. е. фактически на нижних этажах здания. Полагая в (6) и (7) $x=L_z$, находим

$$T_{out,2} = (T_{in,2} - T_c) \cdot \exp\left(-\frac{\alpha\gamma}{\alpha + \gamma} \frac{L_z}{u}\right) + T_c,$$

$$T_{h,out} = (T_{in,2} - T_c) \frac{\alpha}{\alpha + \gamma} \cdot \exp\left(-\frac{\alpha\gamma}{\alpha + \gamma} \frac{L_z}{u}\right) + T_c.$$

Из второй формулы следует, что средняя температура на нижних этажах здания всегда ниже средней температуры верхних этажей.

Уравнения (2) пригодны только для случая одноэтажного здания или для высотных зданий (это будет показано ниже). При их формулировке принят в расчет только тот факт, что теплообмен между телами возникает только при различии их температур. Но не конкретизируется скорость этого теплообмена, которая может зависеть как от физических свойств материалов контактирующих тел, окружающей их среды, величины разности температур и т. д., так и от условий гидродинамического

ратур происходило в течение наблюдаемых на практике значений. В расчетах полагалось $\tau_i=10$ с, $\tau_{hi}=60$ с. Параметры $\alpha=\gamma=0,05$; среднее расстояние между этажами $h=2,5$ м; $q'_i=0$. Один из результатов пробного расчета приведен на рис. 2.

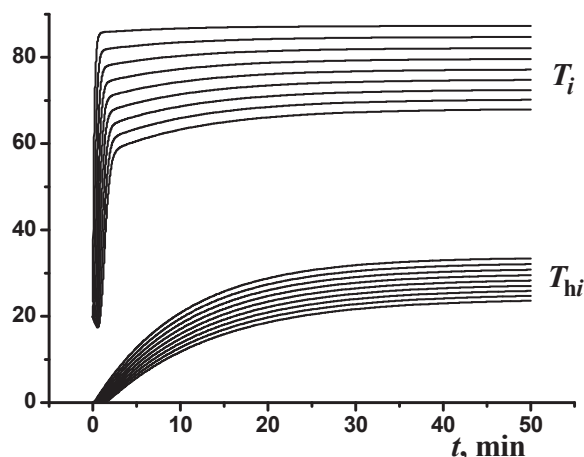


Рис. 2. Распределение температуры ($^{\circ}\text{C}$) теплоносителя T_i , $i=1,2,\dots,9$ (линии вверху, нумерация сверху вниз) и внутри помещений T_{hi} (линии внизу) по этажам и с течением времени. Начальная температура теплоносителя в системе отопления здания 20°C , начальная температура в самих помещениях 0°C

Как видно, температура в помещениях устанавливается в пределах от 24 до 32°C , а температура в системе отопления — в пределах от 65 до 87°C . При этом температура теплоносителя на входе в систему отопления задавалась 90°C , а скорость теплоносителя $u=2,5$ м/с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Унаспеков Б.А., Сабденов К.О., Кокарев М.Ж., Колобердин М.В., Игембаев Б.А. Энергосбережение в тепловых пунктах жилых и общественных зданий. Ч. 1. Общая модель теплового пункта // Известия Томского политехнического университета. — 2012. — Т. 321. — № 4. — С. 31–35.

Из хода рассуждений, приведших к уравнениям (8), видим, что различие между этажами стирается, если $h/L_z \rightarrow 0$. Этот предел собственно и устанавливает границу применимости приближения механики сплошной среды, т. е. уравнений (2).

Гидродинамические процессы в тепловом пункте по сравнению с тепловыми процессами в здании можно считать быстропротекающими. Действительно, геометрические размеры теплового пункта $L_i \sim 1$ м, скорость теплоносителя $u \sim 1$ м/с. Поэтому характерное время процессов движения жидкости $t_g \sim L_i/u \sim 1$ с. Характерное же время тепловых процессов в помещениях t_i имеет порядок нескольких десятков минут. Вытекающее отсюда неравенство $t_g/t_i \ll 1$, собственно, и позволяет пользоваться стационарными уравнениями гидродинамики при моделировании процессов в тепловом пункте, что и сделано в [1].

Заключение

Таким образом, сформулирована физико-математическая модель процесса обогрева здания в системе центрального отопления. Показана ее физическая непротиворечивость, указаны пределы применимости к зданиям различной высоты и конфигурации. Предложенная модель в совокупности с моделью гидродинамических и теплофизических процессов в тепловом пункте образует новую модель системы «тепловой пункт+здание».

Работа выполнена при финансовой поддержке Комитета по науке Министерства образования и науки РК (Договор № 511 от 05.04.2012 г.).

2. Беннет К.О., Майерс Дж. Е. Гидродинамика, теплообмен и массообмен / Пер. с англ. М.С. Ассмус и В.М. Ентова / под ред. Н.И. Гельперина и И.А. Чарного. — М.: Недра, 1966. — 726 с.
3. Сабденов К.О., Юшицин К.В., Данейкин Ю.В. Основы моделирования и анализа процессов в физико-энергетических установках. — Томск: Изд-во ТПУ, 2004. — 126 с.

Поступила 09.07.2012 г.

УДК 621.314.2

ПРОЕКТИРОВАНИЕ НАГРЕВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ТРАНСФОРМАТОРНОГО ТИПА

А.В. Сериков, А.Н. Тимошенко

Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет

E-mail: kem@knastu.ru

Приведена конструкция электронагревательного устройства трансформаторного типа. Рассмотрены особенности и результаты его расчета. Предложены рекомендации для проектирования подобных устройств.

Ключевые слова:

Электронагревательное устройство трансформаторного типа, методика проектирования, планирование эксперимента, рекомендации для расчета.

Key words:

Transformer-type electric heating device, design method, planning an experiment, designing recommendations.

В сфере жизнеобеспечения человека заметно растут объемы потребления электроэнергии, которая преобразуется в тепло. Это обусловлено очевидными преимуществами процессов электронагрева по сравнению с получением тепла при прямом сжигании любых видов органического топлива. В качестве нагревательных элементов наиболее широкое распространение получили резистивные трубчатые электронагреватели и нагреватели электродного типа. Использование таких типов нагревательных элементов не способствует повышению надежности и уровня безопасности теплогенерирующих устройств. Безопасность эксплуатации электронагревательных устройств наиболее актуальна при их использовании в бытовой сфере жизнеобеспечения человека, особенно при нагреве электропроводных сред, например, воды. Поэтому рекомендуется использовать в качестве нагревательных приборов устройства, имеющие второй класс по электробезопасности. Такие устройства должны иметь двойную или усиленную электрическую изоляцию поверхности, контактирующей с нагреваемой средой, от электрической сети.

Указанным требованиям в полной мере отвечают нагревательные элементы трансформаторного типа (НЭТ). Их отличительной особенностью является наличие всех основных элементов конструкции трансформатора: магнитопровода, первичной и вторичной обмоток [1]. Магнитопровод и первичная обмотка должны иметь конструкцию, аналогичную конструкциям, применяющимся в силовых трансформаторах, что позволяет выпускать НЭТ на предприятиях с использованием традиционных технологических процессов. Высокий уровень безопасности НЭТ обеспечивается отсутствием электрической связи между вторичной обмоткой и сетью, многоурневой электрической изоляцией первичной обмотки, а также выбором при расчете напряжения витка таким образом, чтобы электрический потенциал цепи на вторичной обмотке был менее допустимого по условиям безопасной эксплуатации. Одной из основных задач является выявление особенностей расчета таких устройств, а также создание рекомендаций по их проектированию, которые бы позволили решить

проблему расчета и изготовления серии НЭТ для ряда мощностей.

Одной из возможных конструкций НЭТ является трансформатор с трехфазным индуктором на основе плоской трехстержневой магнитной системы — 1 (рис. 1), широко используемый в силовых трансформаторах. Отличительной особенностью является конструкция вторичной обмотки [2], которая состоит из трех цилиндров — 3, concentric охватывающих первичную обмотку — 2. Цилиндры размещены в диэлектрическом баке — 4, по которому протекает нагреваемая жидкость. Бак состоит из боковины — 5, крышки — 6, дна — 7 и внутренних цилиндров — 8.

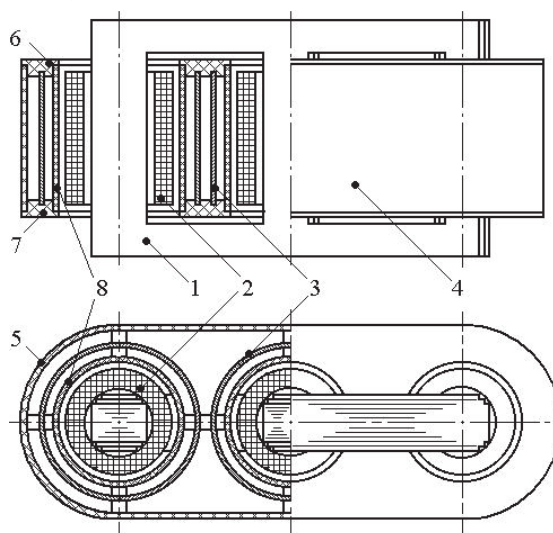


Рис. 1. НЭТ с цилиндрической вторичной обмоткой и диэлектрическим баком

При подключении НЭТ к трехфазной сети основная часть тепла выделяется в цилиндрах вторичной обмотки, которые интенсивно охлаждаются протекающей в баке водой. Нагретая таким образом вода поступает потребителю для нужд отопления и горячего водоснабжения.

При проектировании НЭТ необходимо учитывать особенности, которые обусловлены областью использования и конструкцией нагревательного элемента.

1. Для обеспечения повышенной электробезопасности максимальное напряжение прикосновения к вторичной обмотке должно быть менее допустимого, т. е. ЭДС витка не должна превышать значение 2 В.
2. Вторичная обмотка имеет один виток и конструктивно выполнена короткозамкнутой. В ней сосредоточена большая плотность тока и основная часть тепловой мощности.
3. Для значительного замедления интенсивности образования накипи размеры теплоотдающей поверхности вторичного контура НЭТ должны обеспечивать плотность теплового потока в воду меньше 10 Вт/см².
4. Наличие водяного охлаждения вторичной обмотки с естественной или искусственной конвекцией.
5. В качестве нагрузки выступает короткозамкнутая вторичная обмотка, активное сопротивление которой постоянно. Значение этого сопротивления должно обеспечивать номинальный режим работы НЭТ.

Эти особенности не позволяют в полной мере использовать существующие рекомендации для проектирования трансформаторов. Поэтому целью работы является создание методики расчета и получение рекомендаций для проектирования НЭТ минимальной стоимости.

За основу целесообразно взять методику расчета трехфазного силового двухобмоточного трансформатора [3]. Возможность изменения числа витков w_1 ограничивается допустимым значением напряжения витка. Поэтому по результатам расчета первичной многослойной цилиндрической обмотки необходимо уточнить ЭДС витка E_b :

$$E_b = \frac{U_{1\phi} - I_{1\phi} r_1}{w_1},$$

где $U_{1\phi}$, $I_{1\phi}$, r_1 — фазные значения напряжения, тока и активного сопротивления первичной обмотки.

Важным при расчете НЭТ является определение размеров цилиндра вторичного короткозамкнутого контура, который обеспечивает необходимую мощность тепловыделений P_2 . Высота и внутренний диаметр цилиндра D_2 должны быть привязаны к размерам первичной обмотки. Таким образом, величина P_2 однозначно определяется толщиной цилиндра δ и находится по формуле:

$$P_2 = m \frac{E_b^2}{R_2} = m \frac{E_b^2 l_2 \delta}{\rho p (D_2 + \delta)},$$

где m — число фаз; R_2 , l_2 , D_2 — активное сопротивление, высота и средний диаметр вторичной обмотки; ρ — удельное электрическое сопротивление материала вторичной обмотки.

Методики окончательного расчета магнитной системы и определения параметров холостого хода ничем не отличаются от соответствующих методик расчета силовых трансформаторов.

Для экономической оценки рассчитываемого варианта определяется стоимость активных материалов $C_{ам}$ по формуле:

$$C_{ам} = G_{ст} c_{ст} + G_1 c_1 + G_2 c_2, \quad (1)$$

где $G_{ст}$, G_1 , G_2 — массы электротехнической стали, обмоточного провода и цилиндра вторичной обмотки; $c_{ст}$, c_1 , c_2 — цена трансформаторной стали, обмоточного провода и материала вторичной обмотки.

При выполнении экономических расчетов учитывались цены на медный обмоточный провод прямоугольного сечения марки ПСДК (159 р./кг) [4], алюминиевый сплав АМГ5М (187 р./кг) [5] и электротехническую сталь 3404 (108 р./кг).

Предварительные исследования показали, что величина $C_{ам}$ в значительной степени зависит от числа витков в первичной обмотке w_1 и геометрического коэффициента β , который определяется по формуле:

$$\beta = \frac{p d_{12}}{l_1} = \frac{p (D_{1в} + D_{2н})}{2 l_1},$$

где d_{12} — средний диаметр первичной и вторичной обмоток; l_1 , $D_{1в}$ — высота и внутренний диаметр первичной обмотки; $D_{2н}$ — наружный диаметр вторичной обмотки.

С целью создания рекомендаций при проектировании НЭТ в работе исследовано влияние числа витков в первичной обмотке w_1 и геометрического коэффициента β на стоимость активных материалов $C_{ам}$, толщину цилиндра δ , плотность теплового потока с поверхности вторичной обмотки q_p , массы первичной обмотки G_1 , электротехнической стали $G_{ст}$ и цилиндров G_2 .

Метод планирования эксперимента на основе ортогонального центрального композиционного плана (ОЦКП) второго порядка [6] позволяет получить достаточно точные аппроксимирующие выражения, которые связывают все перечисленные переменные. Такой подход обладает высокой эффективностью, то есть для создания полиномиальных моделей с учетом одновременного влияния нескольких переменных параметров на показатели проектируемого устройства достаточно выполнить минимальное число вычислений. При этом сложное математическое описание в виде методики расчета устройства заменяется простым выражением второго порядка с явной связью между переменными параметрами и показателями НЭТ. Кроме этого, метод планирования эксперимента позволяет выделить наиболее значимые факторы, влияющие на те или иные показатели НЭТ, и отбросить второстепенные, незначительно влияющие факторы.

Точность моделей, а также результаты расчетного эксперимента в целом зависят от выбора интервалов варьирования переменных факторов w_1 и β . Задача осложняется тем, что число витков в первичной обмотке не может быть дробным, а уточненный коэффициент β может отличаться от предварительно заданного значения. Это объясняется тем, что коэффициент β определяется в большей степени размерами первичной обмотки, которые зависят от распределения витков по слоям. Число витков в слое не может быть дробным значением.

В результате проведения серии расчетов в соответствии с двухфакторным ОЦКП второго порядка получены следующие аппроксимирующие выражения для НЭТ мощностью 16 кВт и интервалов варьирования факторов, приведенных в таблице:

$$\begin{aligned} C_{ам} &= 7,215 - 0,358w_1 - 0,383\beta + \\ &+ 0,702w_1\beta + 0,918w_1^2 + 0,435\beta^2; \\ q_n &= 8,24 - 0,218w_1 + 2,043\beta - \\ &- 0,659w_1\beta - 0,448w_1^2 - 0,561\beta^2; \\ \delta &= 1,135 + 0,916w_1 + 0,609\beta + \\ &+ 0,431w_1\beta + 0,197w_1^2 - 0,008\beta^2; \\ G_1 &= 16,069 + 5,488w_1 + 1,349\beta + \\ &+ 0,823w_1\beta + 0,268w_1^2 - 0,046\beta^2; \\ G_2 &= 0,581 + 0,518w_1 + 0,189\beta + \\ &+ 0,167w_1\beta + 0,156w_1^2 - 0,002\beta^2; \\ G_{ст} &= 23,069 - 12,381w_1 - 4,84\beta + \\ &+ 3,292w_1\beta + 5,805w_1^2 + 2,971\beta^2. \end{aligned} \quad (2)$$

Таблица. Интервалы варьирования факторов

Переменные факторы	Интервалы варьирования				
	$-\alpha$	-1	0	1	α
Число витков первичной обмотки w_1	150	150	250	350	350
Геометрический коэффициент β	1	1	2	3	3

Примечание: $\alpha=1$ – «звездная точка» для двухфакторного ОЦКП второго порядка.

Уравнения $G_1=f(w_1, \beta)$, $G_2=f(w_1, \beta)$ и $G_{ст}=f(w_1, \beta)$ позволяют получить универсальные выражения стоимости активных материалов для других цен по формуле (1).

По полученным выражениям (2) в факторном пространстве построена поверхность отклика для зависимости $C_{ам}=f(w_1, \beta)$ (рис. 2), которая имеет минимум в точке с координатами $w_{1min}=0,04$ и $\beta_{min}=0,41$. Этим координатам соответствуют истинные значения факторов $w_{1min}=254$ витка и $\beta_{min}=2,4$. В этой точке значение стоимости активных материалов составляет 7129 р.

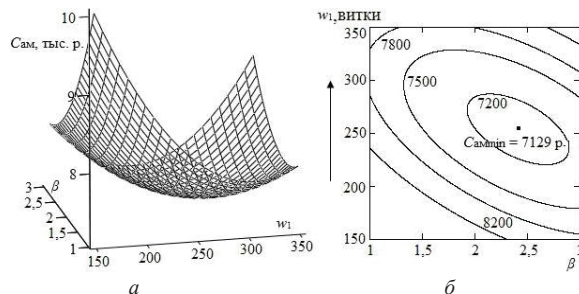


Рис. 2. Результаты исследований НЭТ мощностью 16 кВт: а) поверхность отклика; б) контурный график

При поиске варианта проектирования НЭТ минимальной стоимости необходимо учитывать следующие ограничения: толщина стенки вторичной обмотки δ должна быть более 1 мм по условиям ме-

ханической прочности и технологичности при изготовлении цилиндра; плотность теплового потока q_n не должна превышать 10 Вт/см² по условиям образования накипи.

На рис. 3 показана допустимая область поиска варианта расчета, ограниченная линиями $\delta=1$ мм, $q_n=10$ Вт/см² и $C_{ам}=1,05C_{амmin}$.

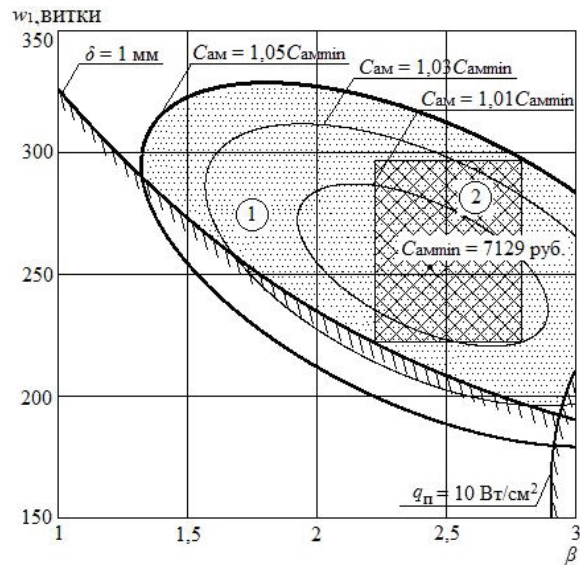


Рис. 3. Область исследования

Таким образом, точка с минимальной стоимостью $C_{амmin}$ принадлежит допустимой области. Кроме этого, приведенная область исследования позволяет выбрать интервал для w_1 и β , обеспечивающий варианты расчета, в которых стоимость активных материалов НЭТ не превышает величину $1,05C_{амmin}$, и удовлетворяются все наложенные ограничения.

Для более точного определения координат искомой области с учетом накладываемых ограничений можно использовать численные методы. В каждом конкретном случае выбору метода поиска должен предшествовать определенный анализ области факторного пространства, в котором находится решение, удовлетворяющее всем наложенным ограничениям. Полученные полиномиальные зависимости (2) достаточно просты, поэтому можно предположить, что поиск допустимых решений не встречает затруднений. В некоторых случаях область поиска резко сокращается из-за накладываемых ограничений, и получить эту область с помощью организации шаговых процедур методов направленного поиска затруднительно. Поэтому для определения области допустимых решений можно использовать наиболее простые численные методы ненаправленного поиска, например, метод прямого перебора. В результате проведенных исследований НЭТ мощностью 16 кВт рекомендуется число витков в первичной обмотке выбирать в пределах $w_1=223...297$ витков, а геометрический коэффициент $\beta=2,2...2,8$.

Таким образом, предложенная методика поиска варианта расчета НЭТ минимальной стоимости включает в себя:

1. Выявление особенностей расчета НЭТ с учетом их области использования и режима работы.
2. Выявление факторов, в большей степени влияющих на показатели НЭТ, и задание целевых функций, накладывающих ограничение на область допустимых значений.
3. Получение необходимых математических моделей на основе метода планирования эксперимента.
4. Исследование этих моделей и получение рекомендаций по проектированию с использованием графических построений или численных методов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сериков А.В., Кузьмин В.М. Электронагревательные элементы и устройства трансформаторного типа для систем энергообеспечения: моногр. – Владивосток: Дальнаука, 2012. – 247 с.
2. Электронагреватель трансформаторного типа: свид. на ПМ № 13133 Рос. Федерация. № 99117308/20; заявл. 06.08.99; опубл. 20.03.00, Бюл. № 8. – 3 с.
3. Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов. 5-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 528 с., ил.
4. Прайс-лист на обмоточные провода ООО «Формопласт М». 2012. URL: <http://www.formoplast-m.ru> (дата обращения: 23.03.2012).
5. Прайс-лист на цветной металл компании «Полиасмет». 2012. URL: <http://poliasmet.ru/alyumi-niy/lyuminiy-list.html> (дата обращения: 23.03.2012).
6. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высшая школа, 2001. – 327 с.

Поступила 08.06.2012 г.

УДК 681.513.1

АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА СТАБИЛИЗАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ МИКРОГЭС БАЛЛАСТНОГО ТИПА

Б.В. Лукутин, Е.Б. Шандарова

Томский политехнический университет
E-mail: bvl@tpu.ru

Показана возможность одновременного регулирования как активной, так и реактивной составляющей результирующей нагрузки микроГЭС с автобалластным регулированием выходного напряжения, построенной на полностью управляемых полупроводниковых вентилях. В диапазоне наиболее характерных для практики применения микроГЭС нагрузок предложено использовать балластную нагрузку активно-индуктивного характера с $\cos\phi_k=0,8$, а также установлены аналитические зависимости полиномиального типа для автоматизированного вычисления углов фазового управления вентилями балласта в зависимости от параметров полезной нагрузки станции.

Ключевые слова:

Микрогидроэлектростанция, возобновляемые энергоресурсы, система стабилизации частоты, стабилизация напряжения, эквивалентная нагрузка, балластная нагрузка, одноканальная система.

Key words:

Micro-hydro-electric power station, renewable energy sources, frequency stabilization system, voltage stabilization, equivalent load, ballast load, single channel system.

Малая гидроэнергетика по сравнению с другими традиционными видами электроэнергетики является наиболее экономичным и экологически безопасным способом получения электроэнергии. МикроГЭС (микрогидроэлектростанции) позволяют сохранять окружающую среду и природный ландшафт не только на этапе эксплуатации, но и в процессе строительства. В отличие от других экологически безопасных возобновляемых источников электроэнергии таких, как солнце, ветер, малая гидроэнергетика практически не зависит от погодных и временных условий и способна обеспечить устойчивую подачу электроэнергии потребителю.

Создание современных автоматизированных микрогидроэлектростанций (микроГЭС) требует проведения глубоких исследований, необходимость которых объясняется сложностью процессов пре-

образования потока воды в электроэнергию со стабильными параметрами. Тенденция к упрощению гидротехнической части станции существенно повышает требования к устройствам генерирования электроэнергии и стабилизации ее параметров [1].

Возмущающими воздействиями для гидроагрегата являются изменения энергии рабочего потока воды и колебания величины мощности нагрузки, уравнивающей мощность, развиваемую гидродвигателем. Если стабилизировать поток воды с помощью напорного трубопровода, то, выбирая соответствующую нагрузку источника электропитания, можно стабилизировать частоту вращения гидрогенератора, а, следовательно, и выходное напряжение.

Изменять величину нагрузки микроГЭС возможно включением на выход генератора автомати-

чески регулируемой балластной нагрузки, в качестве которой может использоваться некоторая полезная нагрузка, например, тепловая.

Данный способ стабилизации выходных параметров микроГЭС подразумевает автоматическое перераспределение электрической мощности между потребителями, часть из которых (балластные) допускает снижение величины питающего напряжения или его отключение. Балластные системы обеспечивают высокое качество регулирования выходного напряжения в установившихся и переходных режимах при хороших эксплуатационных и надежных характеристиках станции [2].

Один из перспективных способов регулирования электрической нагрузки станции предусматривает использование в регуляторах автобалласта вентильных схем с фазовым регулированием. Балластная нагрузка подключается параллельно полезной, при этом система управления формирует определенный угол управления вентилями регулятора в зависимости от величины управляющего воздействия, характеризующего отклонение выходных электрических параметров установки относительно номинальных значений. Такие регуляторы требуют небольшого количества вентиля для построения силовых схем и в наибольшей степени удовлетворяют основным требованиям, предъявляемым к микроГЭС – простоте и надежности [2].

В настоящее время распространены одноканальные автобалластные системы, стабилизирующие суммарный потребляемый ток генератора, что позволяет стабилизировать в определенных пределах величину и частоту напряжения станции деривационного типа.

Однако одноканальная автобалластная система с естественной коммутацией вентиля не позволяет одновременно повышать точность стабилизации величины и частоты выходного напряжения, поскольку при фазовом регулировании вентиля регулятора балласта происходит изменение не только величины, но и характера эквивалентной нагрузки генератора, определяемой по основным гармоникам тока и напряжения [2].

Для улучшения стабилизации параметров генерируемой электроэнергии предлагается использование фазорегулируемых автобалластных систем, построенных на основе двухоперационных тиристорных или на силовых транзисторах. Подобные системы позволяют осуществлять независимое регулирование амплитуды и фазы основной гармоники тока балласта, что позволяет с большей точностью поддерживать постоянство величины и характера эквивалентной результирующей нагрузки станции и, соответственно, постоянство величины и частоты генерируемого напряжения микроГЭС.

Стабилизация величины и характера эквивалентной нагрузки с помощью автобалластной системы, построенной на полностью управляемых тиристорах (или силовых транзисторах), обеспечивается за счет изменения углов включения α и записи β силовых вентиля.

Задачей исследования являлось определение зависимостей углов управления вентильного ключа α и β от полной мощности полезной нагрузки генератора при условии максимально возможной стабилизации величины и характера эквивалентной нагрузки станции.

Эквивалентная схема замещения фазы генератора микроГЭС с автобалластной системой регулирования представлена на рис. 1, где УК – управляемый ключ, построенный на тиристорах или силовых транзисторах; r_r , L_r – соответственно активное и индуктивное сопротивление якорной обмотки генератора [3]. Генератор работает на полезную нагрузку активно-индуктивного характера r_n и L_n . При изменении величины полезной нагрузки система управления вентилями формирует углы управления α и β , обеспечивающие подключение балластной нагрузки с параметрами r_b , L_b такой мощности, которая поддерживает постоянство активной и реактивной составляющих мощности генератора микроГЭС.

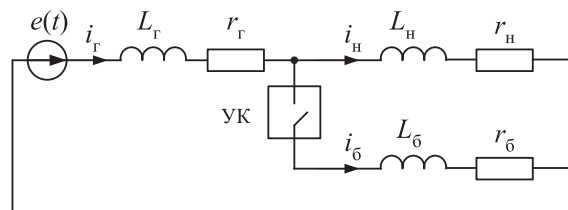


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения фазы генератора с активно-индуктивным балластом

В этой связи приобретает актуальность определение законов изменения углов α и β в функции от величины и характера полезной нагрузки станции при определенных параметрах балластной нагрузки. Решение этой задачи целесообразно осуществлять методами математического моделирования, позволяющими реализовывать численные эксперименты с использованием программных пакетов высокого уровня для проведения необходимых исследований.

Дифференциальные уравнения, описывающие переходные процессы при включении балластной нагрузки активно-индуктивного характера, имеют вид:

$$\begin{aligned} L_r \frac{di_r}{dt} + i_r r_r + L_b \frac{di_b(\alpha, \beta)}{dt} + i_b(\alpha, \beta) r_b &= e(t); \\ L_n \frac{di_n}{dt} + i_n r_n - L_b \frac{di_b(\alpha, \beta)}{dt} - i_b(\alpha, \beta) r_b &= 0; \\ i_r - i_n - i_b(\alpha, \beta) &= 0. \end{aligned}$$

При выключении балласта ток и напряжение генератора определяются по уравнению:

$$\begin{aligned} (L_r + L_n) \frac{di_r}{dt} + (r_r + r_n) i_r &= e(t); \\ u(t) = e(t) - i_r r_r - L_r \frac{di_r}{dt}. \end{aligned}$$

Численное моделирование режимов работы станции с автобалластной системой стабилизации

проводилось с использованием программы Simulink, являющейся приложением к пакету Matlab. В данной работе использовался блок SimPowerSystems, который в настоящее время может считаться одним из лучших пакетов для моделирования электротехнических устройств и систем.

При создании виртуальной модели были приняты следующие допущения: параметры рабочего потока воды стабильны; генератор эквивалентруется неискаженной ЭДС $e(t)$ с постоянными параметрами $L_r=0,1L_n$ и $r_r=0,04r_n$; полезная нагрузка активно-индуктивного характера r_n и L_n ; балластная нагрузка активно-индуктивного характера r_6, L_6 .

В качестве управляемого ключа использовался GTO Thyristor – модель тиристора с искусственной коммутацией, работой которого управляет блок логики. В модели параллельно тиристорам включена последовательная RC-цепь, выполняющая демпфирующие функции.

Созданная модель генерирующей системы микроГЭС с автобалластным регулированием позволяет исследовать режимы работы станции при изменении в широком диапазоне мощности и характера полезной нагрузки с автобалластной нагрузкой различного характера.

Регулирование балластной нагрузки осуществлялось по активной и реактивной составляющим мощности генератора. При изменении мощности полезной нагрузки от нуля до номинального значения, при неизменном $\cos\varphi_n$, определялись углы α и β , которые обеспечивали подключение активно-индуктивного балласта такой мощности, которая поддерживает постоянство активной и реактивной составляющих результирующей мощности генератора.

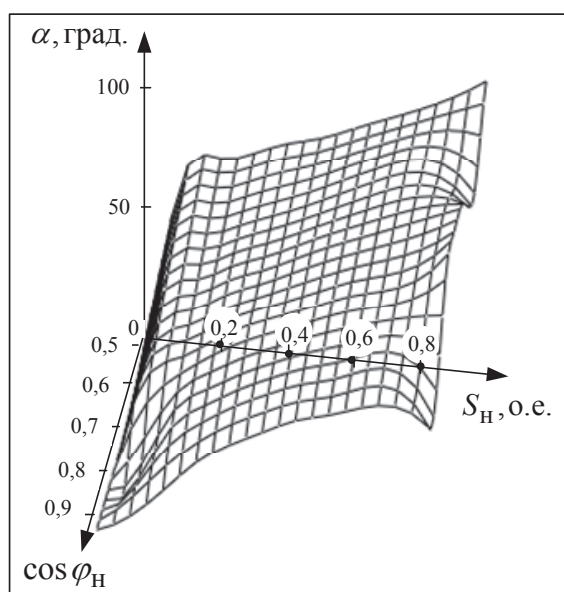
Исследования производились при изменении $\cos\varphi_n$ от 0,50 до 0,95. На рис. 2 представлены зависимости углов управления α и β от изменения мощности полезной нагрузки станции S_n для различных коэффициентов мощности нагрузки. Балластная нагрузка принималась активно-индуктивной с $\cos\varphi_6=0,80$. Величина номинальной балластной нагрузки принималась равной величине номинальной полезной нагрузки станции.

Активно-индуктивный балласт с $\cos\varphi_6=0,80$ позволяет полностью стабилизировать активную составляющую мощности генератора при изменении мощности активно-индуктивной нагрузки ($\cos\varphi_n=0,80$) от нуля до номинальной, при этом реактивную составляющую не удается точно стабилизировать только в диапазоне от $0,2S_n$ до $0,1S_n$. Погрешность стабилизации реактивной мощности в этом диапазоне составляет от 18 до 25 %.

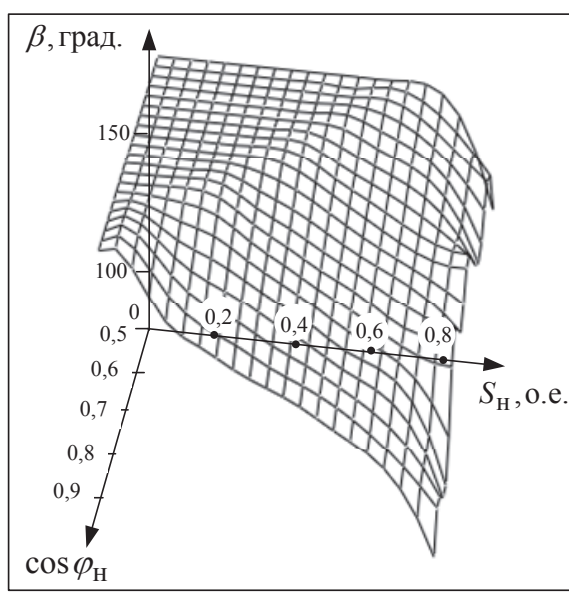
В ходе численных экспериментов также были получены зависимости, позволяющие определить углы управления вентилями $\alpha(\cos\varphi_n, S_n)$ и $\beta(\cos\varphi_n, S_n)$ при изменении полезной нагрузки станции с балластной нагрузкой различного характера: $\cos\varphi_6$ менялся от 0,70 до 0,90.

В результате проведенных расчетов было установлено, что при использовании в микроГЭС активно-индуктивного балласта с $\cos\varphi_6=0,70...0,90$ активную составляющую результирующей мощности генератора удается стабилизировать с высокой точностью при изменении величины полезной нагрузки с $\cos\varphi_n$ от 0,50 до 0,95 во всем диапазоне. Точность стабилизации реактивной мощности зависит от характера полезной и балластной нагрузок.

На рис. 3 представлены кривые, иллюстрирующие стабилизацию реактивной мощности в зависи-



а



б

Рис. 2. Зависимость углов управления α (а) и β (б) от изменения мощности полезной нагрузки станции S_n для разных $\cos\varphi_n$ при $\cos\varphi_6=0,80$

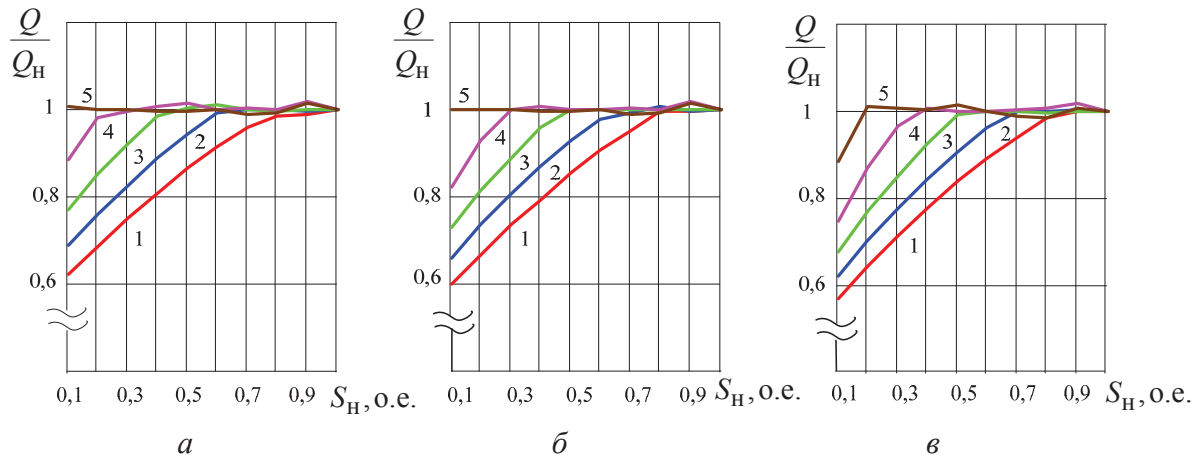


Рис. 3. Зависимость стабилизации реактивной мощности $\frac{Q}{Q_N}$ от изменения мощности полезной нагрузки станции S_N (кривая 1) $\cos \varphi_n = 0,50$; 2) $\cos \varphi_n = 0,60$; 3) $\cos \varphi_n = 0,70$; 4) $\cos \varphi_n = 0,80$; 5) $\cos \varphi_n = 0,90$): а) семейство кривых для $\cos \varphi_0 = 0,70$; б) для $\cos \varphi_0 = 0,80$; в) для $\cos \varphi_0 = 0,90$

мости от изменения мощности нагрузки S_N при фиксированных значениях $\cos \varphi_n$, изменяющихся от 0,50 до 0,90. Точность стабилизации оценивается отношением текущей реактивной мощности к номинальной реактивной мощности нагрузки: $\frac{Q}{Q_N}$.

Проведенные исследования показали, что рациональным является выбор балластной нагрузки, модуль которой равен номинальной мощности генератора с $\cos \varphi_0 = 0,80$. Это позволяет полностью стабилизировать активную составляющую мощности генератора при изменении полезной нагрузки активно-индуктивного характера от нуля до номинальной. Выбранный балласт позволяет с высокой точностью стабилизировать реактивную составляющую мощности генератора при $\cos \varphi_n = 0,90$ и 0,80 для наиболее распространенного на практике диапазона изменения полезной нагрузки станции от $0,2S_N$ до $0,95S_N$.

При понижении коэффициента мощности нагрузки, погрешность стабилизации увеличивается с уменьшением мощности полезной нагрузки станции. Так, для $\cos \varphi_0 = 0,80$ относительная погрешность стабилизации реактивной мощности с нагрузкой от $0,2S_N$ до $0,1S_N$ составляет при $\cos \varphi_n = 0,50$ от 35 до 40 %; при $\cos \varphi_n = 0,60$ от 35 до 25 %; при $\cos \varphi_n = 0,70$ от 25 до 20 % (рис. 3).

Если полезная нагрузка станции меняется от $0,4S_N$ до $0,95S_N$, то относительная погрешность стабилизации реактивной мощности составляет от 13 до 8 % при коэффициенте мощности нагрузки 0,60 и $\cos \varphi_0 = 0,80$. При изменении $\cos \varphi_n$ от 0,60 до 0,90 реактивная составляющая стабилизируется с высокой точностью при активно-индуктивном балласте с $\cos \varphi_0 = 0,70 \dots 0,80$ (рис. 3).

Уменьшение коэффициента мощности балластной нагрузки позволяет более точно стабилизировать реактивную мощность (рис. 3) для режимов

работы станции, близких к холостому ходу, что в большинстве случаев практически не оправдано по соображениям энергоэффективности.

Важным результатом работы являлось получение формул, в которых оптимальные углы управления балластной нагрузкой были бы связаны с изменением полезной нагрузки станции. Серия численных экспериментов позволила установить зависимость угла открытия управляемых вентилей от изменения полной мощности и характера полезной нагрузки:

$$\alpha(S_N, \cos \varphi_n) = k_1(\cos \varphi_n)e^{S_N} + k_2(\cos \varphi_n)\sin(S_N) + k_3(\cos \varphi_n)S_N, \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} k_1(\cos \varphi_n) &= -679 \cdot \cos \varphi_n + 687 \cdot \sin(\cos \varphi_n) + 78; \\ k_2(\cos \varphi_n) &= -8435 \cdot \sin(\cos \varphi_n) + 636 \cdot \cos(\cos \varphi_n) + 7333 \cdot \cos \varphi_n; \\ k_3(\cos \varphi_n) &= 6142 \cdot \sin(\cos \varphi_n) - 637 \cdot \cos(\cos \varphi_n) - 5208 \cdot \cos \varphi_n. \end{aligned}$$

Формула для определения оптимального угла закрытия управляемых вентилей, при изменении мощности и характера полезной нагрузки имеет вид:

$$\beta(S_N, \cos \varphi_n) = k_4(\cos \varphi_n)S_N^2 + k_5(\cos \varphi_n)\cos(S_N) + k_6(\cos \varphi_n)S_N, \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} k_4(\cos \varphi_n) &= -4719 \cdot \sin(\cos \varphi_n) + 371 \cdot \cos(\cos \varphi_n) + 3957 \cdot \cos \varphi_n; \\ k_5(\cos \varphi_n) &= 124 \cdot \cos^2(\cos \varphi_n) + 180 \cdot \cos(\cos \varphi_n) - 28 \cdot \cos \varphi_n; \\ k_6(\cos \varphi_n) &= 1477 \cdot \sin(\cos \varphi_n) + 2206 \cdot \cos(\cos \varphi_n) - 2610 \cdot \cos \varphi_n. \end{aligned}$$

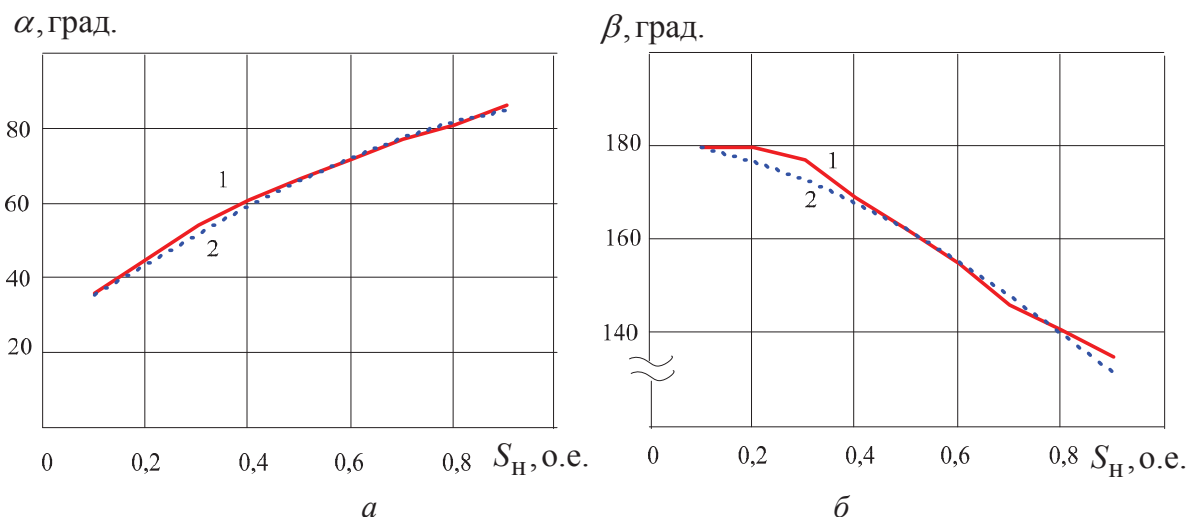


Рис. 4. Зависимости углов управления $\alpha(a)$ и $\beta(b)$ от изменения мощности полезной нагрузки станции для $\cos\varphi_n=0,80$ и $\cos\varphi_0=0,80$: 1) экспериментальная; 2) расчетная зависимости

Зависимости (1) и (2) определены путем аппроксимации данных в результате численного моделирования режимов работы станции по методу наименьших квадратов линейной комбинацией произвольных функций. Полученные зависимости полиномиального типа дают точный результат при изменении мощности полезной нагрузки от $0,9S_n$ до $0,1S_n$.

На рис. 4 представлены зависимости углов управления от изменения мощности полезной нагрузки активно-индуктивного характера для $\cos\varphi_n=0,80$ и $\cos\varphi_0=0,80$.

Анализируя кривые, можно отметить, что значения углов, определенные по математической модели и рассчитанные по формулам (1), (2) практически полностью совпадают.

Полученные зависимости могут служить основой для создания микропроцессорных систем стабилизации выходного напряжения микроГЭС, обладающих адаптивными свойствами по отноше-

нию к изменяющемуся графику электрических нагрузок станции.

Выводы

Проведенные исследования позволили установить возможность одновременного регулирования как активной, так и реактивной составляющей результирующей нагрузки микроГЭС с автобалластным регулированием выходного напряжения, построенной на полностью управляемых полупроводниковых вентилях.

В диапазоне наиболее характерных для практики применения микроГЭС нагрузок предложено:

1. Использовать балластную нагрузку активно-индуктивного характера с $\cos\varphi_0=0,80$.
2. Установлены аналитические зависимости полиномиального типа для автоматизированного вычисления углов фазового управления вентилями балласта в зависимости от параметров полезной нагрузки станции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Энергетическое оборудование для использования нетрадиционных и возобновляемых источников энергии / под ред. В.И. Виссарионова. – М.: ВИЭН, 2004. – 448 с.
2. Davis S. Microhydro: Clean Power from Water. – Canada: New Society Publishers, 2003. – 176 p.
3. Лукутин Б.В., Суржикова О.А., Шандарова Е.Б. Возобновляемая энергетика в децентрализованном электроснабжении. – М.: Энергоатомиздат, 2008. – 231 с.

Поступила 13.03.2012 г.

МОДЕЛЬ СЕТИ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПРОИЗВОЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ, ПИТАЮЩЕЙ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

В.А. Негадаев

Кузбасский государственный технический университет, г. Кемерово

E-mail: negadaev@rambler.ru

Предложена модель сети электроснабжения произвольной структуры, питающей асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Отмечено преимущество данной модели при использовании её в расчетной практике для поиска рациональной конфигурации сети электроснабжения с электродвигательной нагрузкой.

Ключевые слова:

Модель, сеть электроснабжения, рациональная конфигурация сети, произвольная структура, асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором.

Key words:

Model, power supply network, rational network configuration, arbitrary structure, induction motor with squirrel-cage rotor.

Известна модель асинхронного двигателя в сети электроснабжения произвольной структуры [1, 2]. Недостатком этой модели при использовании её в компьютерном моделировании является то, что для исследования режимов работы совокупности из N асинхронных двигателей необходимо рассчитывать до 2^{N-1} двигателей. При этом значительно увеличивается время расчёта (до $\frac{2^{N-1}}{N}$ раз, $N \geq 2$).

Особенно это существенно при поиске рациональной конфигурации сети электроснабжения, когда расчёт сети производится многократно. Для поиска рациональной конфигурации сети электроснабжения известна модель магистральной структуры электроснабжения [3]. Однако в этой модели двигатель находится в составе сети электроснабжения магистральной структуры, которая не пригодна для описания двигателя в составе произвольной структуры. Поэтому создана модель сети электроснабжения произвольной структуры, позволяющая описывать любые конфигурации сети, при использовании которой увеличивается скорость расчёта совокупности асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором.

Любую конфигурацию сети с N двигателями при питании от одного источника можно представить в виде структуры, показанной на рис. 1, где N – количество двигателей в сети; s – количество уровней в сети; j – порядковый номер двигателя, $j \in [1; N]$. Нумерация двигателей производится слева направо и сверху вниз. Узел – место присоединения участков кабелей. Отрезок кабеля – участок кабеля между узлами. До N -го двигателя от трансформатора наибольшее число отрезков кабеля. Код двигателя показан в круглых скобках, а код отрезка кабеля – в квадратных. Коды состоят из s элементов.

Для определения напряжения на обмотке статора j -го двигателя в рассматриваемой сети необходимо описать путь от двигателя до трансформатора, а также определить двигатели, токи которых

участвуют в формировании падения напряжения на каждом отрезке кабеля.

Составляющие напряжения на обмотке статора j -го двигателя (в неподвижных координатных осях α, β):

$$\begin{cases} u_{\alpha j} = u_{\alpha} - \left(\sum_{a=D_j}^1 L_v \sum_{b=b_0}^{b_1} \frac{di_{s\alpha b}}{dt} + \sum_{a=D_j}^1 R_v \sum_{b=b_0}^{b_1} i_{s\alpha b} \right); \\ u_{\beta j} = u_{\beta} - \left(\sum_{a=D_j}^1 L_v \sum_{b=b_0}^{b_1} \frac{di_{s\beta b}}{dt} + \sum_{a=D_j}^1 R_v \sum_{b=b_0}^{b_1} i_{s\beta b} \right), \end{cases} \quad (1)$$

где $u_{\alpha j}, u_{\beta j}$ – составляющие напряжения статора j -го двигателя; u_{α}, u_{β} – составляющие напряжения вторичной обмотки трансформатора; $i_{s\alpha b}, i_{s\beta b}$ – составляющие тока статора b -го двигателя; L_v, R_v – соответственно индуктивность и активное сопротивление отрезка кабеля с номером v ; $D_j = f_{1j} + f_{2j} + \dots + f_{sj}$ – количество отрезков кабеля от трансформатора до j -го двигателя по пути с кодом F_j ; $F_j = (f_{1j}; f_{2j}; f_{sj})$ – код j -го двигателя, каждый элемент которого показывает количество отрезков кабеля соответствующего уровня на пути от трансформатора до j -го двигателя, по которым протекает ток j -го двигателя; f_{1j} – количество отрезков кабеля 1-го уровня, по которым протекает ток j -го двигателя на пути от трансформатора до j -го двигателя; f_{2j} – количество отрезков кабеля 2-го уровня, по которым протекает ток j -го двигателя на пути от трансформатора до j -го двигателя; f_{sj} – количество отрезков кабеля s -го уровня, по которым протекает ток j -го двигателя на пути от трансформатора до j -го двигателя; $f_{sj} \in [0; 1]$; a – порядковый номер отрезка кабеля на пути от трансформатора до j -го двигателя (отсчитываются отрезки кабеля от трансформатора, $a \in [1; D_j]$); b – порядковый номер двигателя, ток которого протекает по a -му отрезку кабеля, $b \in [b_0; b_1]$; b_0, b_1 – начальный и конечный порядковые номера двигателей, токи которых протекают по a -му отрезку кабеля.

Рассмотрим алгоритм расчёта составляющих напряжения статора j -го двигателя $u_{\alpha j}, u_{\beta j}$.

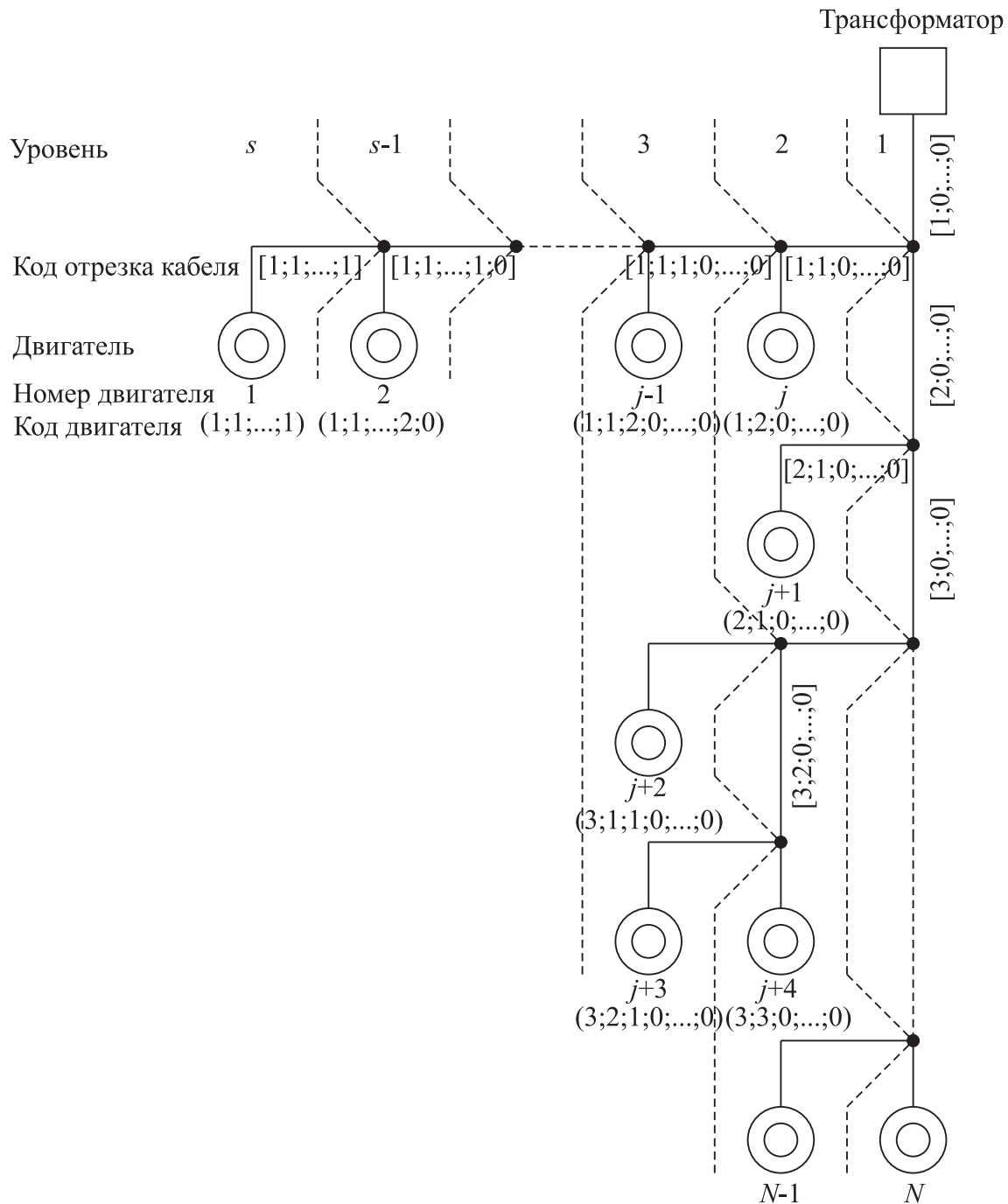


Рис. 1. Структура сети электроснабжения с электродвигательной нагрузкой

Сначала заданную конфигурацию сети электроснабжения необходимо представить в виде структуры, изображенной на рис. 1. Для этого нужно в качестве последнего N -го двигателя выбрать двигатель, до которого от трансформатора наибольшее число отрезков кабеля. После этого двигателям присваиваются порядковые номера j слева направо и сверху вниз. После составления структуры сети электроснабжения определяются следующие параметры: N – количество двигателей в сети; s – количество уровней в сети; M_j – номер уровня j -го двигателя, $j \in [1;M]$; F_j – код j -го двигателя, $j \in [1;M]$.

Вышеперечисленных параметров достаточно, чтобы рассчитать следующие дополнительные параметры сети: $f_{\max} = \max(f_{ij})$ – максимальное количество отрезков кабеля i -го уровня из всех кодов F_j , $i \in [1;s]$, $j \in [1;M]$; $f_{1,N}$ – количество отрезков кабеля первого уровня, по которым протекает ток N -го двигателя, $f_{1,N} = f_{1,\max}$; D_j – количество отрезков кабеля от трансформатора до j -го двигателя по пути с кодом F_j , $D_j = f_{1,j} + f_{2,j} + \dots + f_{s,j}$.

Для дальнейших расчетов необходимо определить значения еще трех параметров: T_{aj} – код a -го отрезка кабеля, состоящий из s элементов, каждый

элемент которого показывает количество отрезков кабеля соответствующего уровня до a -го отрезка кабеля на пути от трансформатора до j -го двигателя, $T_{a,j}=[T_{1,a,j}; T_{2,a,j}; \dots; T_{s,a,j}]$; $T_{1,a,j}$ – количество отрезков кабеля 1-го уровня от трансформатора до a -го отрезка кабеля на пути от трансформатора до j -го двигателя, $T_{1,a,j} \in [1; f_{1,N}]$; $T_{2,a,j}$ – количество отрезков кабеля 2-го уровня от трансформатора до a -го отрезка кабеля на пути от трансформатора до j -го двигателя, $T_{2,a,j} \in [1; f_{2,N}]$; $T_{s,a,j}$ – количество отрезков кабеля s -го уровня от трансформатора до a -го отрезка кабеля на пути от трансформатора до j -го двигателя, $T_{s,a,j} \in [0; 1]$; $M_{a,j}$ – номер уровня a -го отрезка кабеля на пути от трансформатора до j -го двигателя; v – номер a -го отрезка кабеля на пути от трансформатора до j -го двигателя,

$$v = t_{1,a,j} f_{1,N}^{f_{1,N}-1} + t_{2,a,j} f_{1,N}^{f_{1,N}-2} + \dots + t_{(f_{1,N}-1)a,j} f_{1,N} + t_{1,N,a,j}.$$

Расчет кодов отрезков кабеля $T_{a,j}$ начинается с отрезка кабеля, который присоединен непосредственно к j -му двигателю, поэтому параметрам a и $M_{a,j}$ сначала присваиваются следующие значения: $a=D_j$, $M_{a,j}=M_j$.

Находим код a -го отрезка кабеля $T_{a,j}$ и номер уровня a -го отрезка кабеля $M_{a,j}$ из следующих выражений.

$$T_{a,j} = [t_{1,a,j}; t_{2,a,j}; \dots; t_{s,a,j}],$$

где

$$t_{1,a,j} = f_{1,j}; t_{2,a,j} = f_{2,j}; \dots; t_{(M_{a,j}-1)a,j} = f_{(M_{a,j}-1)j};$$

$$t_{M_{a,j}a,j} = a - \sum_{i=1}^{M_{a,j}-1} t_{i,a,j}; t_{(M_{a,j}+1)a,j} = 0; \dots; t_{s,a,j} = 0.$$

Для последующих значений a ($a \in [D_j-1; 1]$):

$$t_{1,a,j} = t_{1,(a+1),j}; t_{2,a,j} = t_{2,(a+1),j}; \dots; t_{(M_{(a+1),j}-1)a,j} =$$

$$= t_{(M_{(a+1),j}-1),(a+1),j};$$

$$t_{(M_{(a+1),j})a,j} = a - \sum_{i=1}^{M_{(a+1),j}-1} t_{i,(a+1),j};$$

$$t_{(M_{(a+1),j}+1)a,j} = 0; \dots; t_{s,a,j} = 0.$$

$$\text{Если } \sum_{i=1}^{M_{(a+1),j}-1} t_{i,a,j} = \sum_{i=1}^{M_{(a+1),j}} t_{i,a,j}, \text{ то } M_{a,j} = M_{(a+1),j} - 1.$$

$$\text{Если } \sum_{i=1}^{M_{(a+1),j}-1} t_{i,a,j} \neq \sum_{i=1}^{M_{(a+1),j}} t_{i,a,j}, \text{ то } M_{a,j} = M_{(a+1),j}.$$

Если $a=1$, то $t_{1,a,j}=1$, $M_{a,j}=1$.

Определяем номер a -го отрезка кабеля:

$$v = t_{1,a,j} f_{1,N}^{f_{1,N}-1} + t_{2,a,j} f_{1,N}^{f_{1,N}-2} + \dots + t_{(f_{1,N}-1)a,j} f_{1,N} + t_{1,N,a,j}.$$

Найдя номер отрезка кабеля v , задаем активное сопротивление R_v и индуктивность L_v a -го отрезка кабеля на пути от трансформатора до j -го двигателя.

В зависимости от a рассчитываем далее следующие элементы системы уравнений (1):

$$\sum_{b=b_0}^{b_1} i_{s\alpha b} \text{ и } \sum_{b=b_0}^{b_1} \frac{di_{s\alpha b}}{dt}.$$

Для этого вводим вспомогательный массив q_z , $z \in [1; N]$.

Всем элементам массива присваиваем наибольшее значение: $q_z=N$.

Решаем систему относительно b_0 :

$$\begin{cases} z \in [1; N]; \\ \text{если } [t_{1,a,j}; t_{2,a,j}; \dots; t_{(M_{a,j})a,j}] = \\ \quad = (f_{1,z}; f_{2,z}; \dots; f_{(M_{a,j})z}), \\ \text{то } q_z = z; b_0 = \min q_z. \end{cases}$$

Всем элементам массива присваиваем наименьшее значение: $q_z=1$.

Решаем систему относительно b_1 :

$$\begin{cases} z \in [1; N]; \\ \text{если } M_{a,j} = 1, \\ \text{то } b_1 = N; \\ \text{если } M_{a,j} \geq 2u[t_{1,a,j}; t_{2,a,j}; \dots; t_{(M_{a,j}-1)a,j}] = \\ \quad = (f_{1,z}; f_{2,z}; \dots; f_{(M_{a,j}-1)z}), \\ \text{то } q_z = z; b_1 = \max q_z. \end{cases}$$

Для примера на рис. 2 показана сеть электропитания с шестью двигателями. Рассмотрим алгоритм расчета составляющих напряжения на обмотке статора 3-го двигателя. Параметры сети: $N=6$, $s=3$, $j=3$, $M_j=M_3=2$. Коды двигателей: $F_1=(1;1;1)$, $F_2=(1;2;1)$, $F_3=(1;3;0)$, $F_4=(2;1;0)$, $F_5=(3;1;0)$, $F_6=(4;0;0)$.

Далее рассчитываем дополнительные параметры сети: $f_{1,N}=f_{1,6}=4$, $D_j=D_3=4$.

Параметры отрезков кабелей от трансформатора до 3-го двигателя, рассчитанные по вышеприведенному алгоритму, приведены в таблице. При заданных значениях R_v и L_v по уравнениям (1) находят составляющие напряжения статора $u_{s\alpha 3}$, $u_{s\beta 3}$.

Состояние j -го двигателя, работающего в одиночном варианте, описывается совокупностью дифференциальных и алгебраических связей [4]:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{s\alpha j}}{dt} = u_{s\alpha j} - R_{sj} i_{s\alpha j}; \\ i_{s\alpha j} = \frac{\psi_{s\alpha j}}{L'_{sj}} - \frac{k_{rj} \psi_{r\alpha j}}{L'_{rj}}; \\ \frac{d\psi_{s\beta j}}{dt} = u_{s\beta j} - R_{sj} i_{s\beta j}; \\ i_{s\beta j} = \frac{\psi_{s\beta j}}{L'_{sj}} - \frac{k_{rj} \psi_{r\beta j}}{L'_{rj}}; \\ \frac{d\psi_{r\alpha j}}{dt} = -R_{rj} i_{r\alpha j} - p_j \omega_j \psi_{r\beta j}; \\ i_{r\alpha j} = \frac{\psi_{r\alpha j}}{L'_{rj}} - \frac{k_{sj} \psi_{s\alpha j}}{L'_{sj}}; \\ \frac{d\psi_{r\beta j}}{dt} = -R_{rj} i_{r\beta j} + p_j \omega_j \psi_{r\alpha j}; \\ i_{r\beta j} = \frac{\psi_{r\beta j}}{L'_{rj}} - \frac{k_{sj} \psi_{s\beta j}}{L'_{sj}}, \end{cases} \quad (2)$$

где параметры, начинающиеся с R и с индексами s, r – активные сопротивления обмоток статоров и роторов асинхронных двигателей; p_j – число пар полюсов; ω_j – угловая скорость вращения ротора; ψ_s, ψ_r и i_s, i_r с индексами α, β – составляющие потокоцеплений и токов статора и ротора по осям неподвижной системы координат; k, L' с индексами sj, rj – коэффициенты электромагнитной связи и переходные индуктивности двигателей.

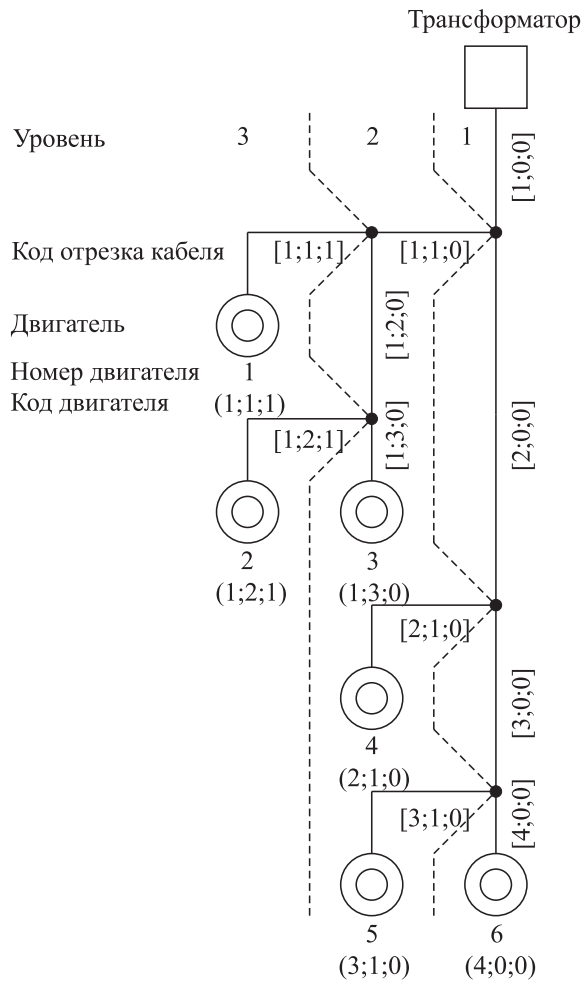


Рис. 2. Сеть электроснабжения с шестью двигателями

Таблица.

a	$T_{a,3}$	$M_{a,3}$	v	R_v	L_v	b_0	b_1
4	[1;3;0]	2	112	R_{112}	L_{112}	3	3
3	[1;2;0]	2	96	R_{96}	L_{96}	2	3
2	[1;1;0]	2	80	R_{80}	L_{80}	1	3
1	[1;0;0]	1	64	R_{64}	L_{64}	1	6

Продифференцируем второе и четвертое выражения системы (2):

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha j}}{dt} = \frac{1}{L'_{sj}} \frac{d\psi_{s\alpha j}}{dt} - \frac{k_{rj}}{L'_{sj}} (-R_{rj} i_{r\alpha j} - p_j \omega_j \psi_{r\beta j}); \\ \frac{di_{s\beta j}}{dt} = \frac{1}{L'_{sj}} \frac{d\psi_{s\beta j}}{dt} - \frac{k_{rj}}{L'_{sj}} (-R_{rj} i_{r\beta j} + p_j \omega_j \psi_{r\alpha j}). \end{cases} \quad (3)$$

Подставляя (3) в (1), получаем:

$$\begin{cases} u_{s\alpha j} = u_\alpha - \sum_{a=D_j}^1 L_v \sum_{b=b_0}^{b_1} \frac{1}{L'_{sb}} \frac{d\psi_{s\alpha b}}{dt} + \\ + \sum_{a=D_j}^1 L_v \sum_{b=b_0}^{b_1} \frac{k_{rb}}{L'_{sb}} (-R_{rb} i_{r\alpha b} - p_b \omega_b \psi_{r\beta b}) - \\ - \sum_{a=D_j}^1 R_v \sum_{b=b_0}^{b_1} i_{s\alpha b}; \\ u_{s\beta j} = u_\beta - \sum_{a=D_j}^1 L_v \sum_{b=b_0}^{b_1} \frac{1}{L'_{sb}} \frac{d\psi_{s\beta b}}{dt} + \\ + \sum_{a=D_j}^1 L_v \sum_{b=b_0}^{b_1} \frac{k_{rb}}{L'_{sb}} (-R_{rb} i_{r\beta b} + p_b \omega_b \psi_{r\alpha b}) - \\ - \sum_{a=D_j}^1 R_v \sum_{b=b_0}^{b_1} i_{s\beta b}. \end{cases} \quad (4)$$

Объединяя (2) и (4), находим искомую математическую модель для j -го двигателя в сети электропитания произвольной структуры:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{s\alpha j}}{dt} + \sum_{a=D_j}^1 L_v \sum_{b=b_0}^{b_1} \frac{1}{L'_{sb}} \frac{d\psi_{s\alpha b}}{dt} = \\ = u_\alpha + \sum_{a=D_j}^1 L_v \sum_{b=b_0}^{b_1} \frac{k_{rb}}{L'_{sb}} (-R_{rb} i_{r\alpha b} - p_b \omega_b \psi_{r\beta b}) - \\ - \sum_{a=D_j}^1 R_v \sum_{b=b_0}^{b_1} i_{s\alpha b} - R_{sj} i_{s\alpha j}; \\ \frac{d\psi_{s\beta j}}{dt} + \sum_{a=D_j}^1 L_v \sum_{b=b_0}^{b_1} \frac{1}{L'_{sb}} \frac{d\psi_{s\beta b}}{dt} = \\ = u_\beta + \sum_{a=D_j}^1 L_v \sum_{b=b_0}^{b_1} \frac{k_{rb}}{L'_{sb}} (-R_{rb} i_{r\beta b} + p_b \omega_b \psi_{r\alpha b}) - \\ - \sum_{a=D_j}^1 R_v \sum_{b=b_0}^{b_1} i_{s\beta b} - R_{sj} i_{s\beta j}; \\ \frac{d\psi_{r\alpha j}}{dt} = -R_{rj} i_{r\alpha j} - p_j \omega_j \psi_{r\beta j}; \\ \frac{d\psi_{r\beta j}}{dt} = -R_{rj} i_{r\beta j} + p_j \omega_j \psi_{r\alpha j}. \end{cases}$$

Таким образом, на основе использования структуры на рис. 1 возможно описание состояния электрохимической системы при преобразовании электрической энергии в форму, удобную для поиска рациональной конфигурации сети электропитания, питающей асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ешин Е.К. Модель асинхронного электродвигателя в сети электроснабжения произвольной структуры // Вестн. КузГТУ. – 2001. – № 1. – С. 77–81.
2. Ешин Е.К. Электромеханические системы многодвигательных электроприводов. Моделирование и управление. – Кемерово: Кузбасский гос. техн. ун-т, 2003. – 247 с.
3. Негадаев В.А. Модель магистральной структуры электроснабжения для исследования режимов работы совокупности асинхронных двигателей // Вестн. КузГТУ. – 2009. – № 1. – С. 36–43.
4. Ковач К., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 744 с.

Поступила 26.08.2012 г.

УДК 621.3.064;621.316.94

ОГРАНИЧЕНИЕ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ ПРИ КОММУТАЦИЯХ ШАХТНОГО ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ

А.Г. Гарганеев, Н.А. Михневич*, Д.В. Нестеров**, А.В. Федоров*

Томский политехнический университет

*Научно-исследовательский институт автоматики и электромеханики, г. Томск

**ООО «Электромашина», г. Кемерово

E-mail: garganeev@rambler.ru; fedorov.06@mail.ru*; ndv74@rambler.ru**

Представлен анализ коммутационных перенапряжений, изложена физика явлений при коммутации трансформаторов и электродвигателей с помощью вакуумных выключателей. Представлены результаты моделирования режимов коммутации, расчетов и выбора защитных цепей для шахтного высоковольтного трансформатора мощностью 1 МВт.

Ключевые слова:

Трансформатор, коммутация, перенапряжение, ограничитель, импульс, вакуумный выключатель.

Key words:

Transformer, switching, overvoltage, limiter, pulse, vacuum circuit breaker.

Надежность работы шахтного электрооборудования обеспечивается в первую очередь прочностью электрической изоляции, находящейся в условиях агрессивной среды, высокой влажности, запыленности и механических воздействий. Ввиду жестких требований, предъявляемых к габаритам шахтного электрооборудования, его изоляция, как правило, не способна выдерживать перенапряжения при их многократных повторениях [1].

Перенапряжения, возникающие на клеммах трансформаторов и электрических машин при коммутации их обмоток, могут достигать больших величин, что приводит не только к выходу из строя дорогостоящего оборудования, но и к возможному появлению потенциала на его корпусе, представляющего большую опасность для человека.

Для защиты от коммутационных перенапряжений шахтных кабельных сетей, трансформаторов и электрических машин применяются нелинейные ограничители напряжений, RC -цепи, разрядники, или их комбинации [1–3].

Согласно первому закону коммутации, ток i в отключаемой индуктивной цепи непосредственно после коммутации остается неизменным. Согласно закону электромагнитной индукции для поддержания тока i в индуктивной цепи с индуктивностью L на размыкаемых контактах создается разность потенциалов (ЭДС) $E = -L(di/dt)$ и ЭДС тем больше, чем меньше время коммутации dt . Отсюда следует, что даже при малых значениях тока,

например, холостого хода мощных трансформаторов с большой индуктивностью обмоток, при коммутациях на клеммах могут возникать опасные перенапряжения.

Основная «физика» явлений, возникающих при коммутациях нагрузок индуктивного характера — электродвигателей и трансформаторов, в принципе, одинакова [2, 4]. Особенности этих явлений заключаются в различиях параметров и режимов, а также связаны с конструкцией и принципом действия коммутатора. Так, в случае отключения трансформатора анализ переходного процесса усложняется переходом волны из обмотки в обмотку через емкостную связь между ними. При этом на характер переходных процессов влияют также собственные емкости обмоток относительно «земли», а также межвитковые емкости. При большой скорости спада тока i перенапряжения несколько ограничиваются входной емкостью C обмотки. Освобождаемая при этом магнитная энергия контура переходит в электрическую энергию конденсатора C , а коэффициент перенапряжения K можно приблизительно оценить по выражению [1]

$$K = i \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

При отключении шахтных трансформаторов перенапряжения могут достигать десятикратных значений, так как входные емкости у них на 1–2 порядка ниже, чем у трансформаторов класса

110–750 кВ. Следует также отметить, что это положение справедливо лишь для случая минимальной емкости коммутируемого участка, т. е. отключения трансформатора, расположенного непосредственно около выключателя.

Коммутация электрооборудования включает в себя процессы включения и отключения. Необходимо отметить, что в процессе включения коммутация фаз происходит не одновременно. Перед замыканием контактов возникает пробой уменьшающихся между ними промежутков. Очередность включения контактов зависит от конструкции выключателя и его настройки. Таким образом, характеристика неодновременности включения полюсов выключателя имеет две составляющие – постоянную и случайного характера. В момент замыкания первого контакта на электродвигатель или трансформатор падает волна напряжения, фронт которой нарастает приблизительно по экспоненте [3, 5]. В результате падения волны на обмотку и отражения ее от стыка «кабель–обмотка» на первой включенной фазе появляются максимальные перенапряжения. Перенапряжения на двух других фазах представляют собой свободные колебания «около» напряжения промышленной частоты. Частота этих колебаний зависит от контура «кабель–нагрузка».

При отключении электропотребителя первым контактом эквивалентные емкость C_3 и индуктивность L_3 соответственно равны [1–3]:

$$C_3 = 2/3(C_1 + 3C_0); L_3 = 1,5L_\phi;$$

при отключении вторым и третьим контактами выключателя

$$C_3 = 0,5(C_1 + 3C_0); L_3 = 2L_\phi,$$

где C_0 – емкость фазы системы «кабель–нагрузка» относительно земли; C_1 – междуфазная емкость кабеля; L_ϕ – индуктивность фазы нагрузки.

Изменение параметров электродвигателя существенно влияет на уровень коммутационных перенапряжений. Максимального уровня перенапряжений следует ожидать при отключении заторможенных или «неразогнанных» электродвигателей. После погасания дуги начинается обмен энергией, заключенной в емкости кабеля, входной емкости нагрузки и индуктивности нагрузки, что приводит к появлению затухающих колебаний с начальной

амплитудой $\sqrt{U_0^2 + i_0^2 \frac{L}{C}}$ [1–3].

Как правило, для коммутации шахтного электрооборудования в настоящее время применяются вакуумные выключатели. Отключение вакуумного выключателя характеризуется, *во-первых*, разбросом времени коммутации отдельных фаз (1...3 мс), а *во-вторых*, многократными зажиганиями дуги в вакуумной камере. Для вакуумных выключателей характерно чрезвычайно быстрое восстановление электрической прочности межконтактного промежутка после отключения тока, что ведет к высокой отключающей способности и к способности прерывать высокочастотные токи до сотен килогерц.

Как было отмечено ранее, физическая суть перенапряжений при срезе тока сводится к переходу электромагнитной энергии, запасенной в индуктивности, в электростатическую, связанную с напряжением на емкости отключаемой части сети. Перенапряжения при срезе тока редко превосходят значений (2...3) U_ϕ (U_ϕ – фазное напряжение) при отключениях электродвигателей, поскольку обычно достаточно велики емкости кабелей и малы индуктивности. Однако при отключении ненагруженных трансформаторов, да и еще при малых емкостях коротких кабелей и шин, перенапряжения при срезах могут быть значительны. Значительно более тяжелые воздействия на изоляцию, чем срезы тока, могут вызвать многократные повторные зажигания дуги в вакуумном выключателе. В процессе многократных повторных зажиганий межконтактная прочность выключателя возрастает. Одновременно растут напряжения повторных зажиганий, амплитуда токов высокочастотных колебаний, а также перенапряжения на отключаемой обмотке («эскалация напряжений»). Многократные повторные зажигания создают серию импульсов перенапряжений с крутыми фронтами, которые воздействуют на витковую изоляцию обмоток [2, 3].

При отключении электродвигателей есть различия в зависимости от того, вращается он с номинальной скоростью или заторможен. Отключение вращающегося двигателя (на холостом ходу или с номинальной нагрузкой) дает обычно умеренные перенапряжения, поскольку магнитная энергия поля исчезает не сразу, а расходуется на нагрев обмотки ротора. Перенапряжения возникают за счет небольших энергий полей рассеяния статора.

К существенно большим перенапряжениям приводит отключение практически неподвижного двигателя. В особо неблагоприятных условиях перенапряжения могут превышать значения $7U_\phi$ при мощности двигателей 100–200 кВт вакуумными выключателями с короткими кабелями. Подобные явления присутствуют и при коммутациях трансформаторов, если они нагружены. При холостом ходе, как было отмечено ранее, уровень перенапряжений может быть в несколько раз выше, чем у электродвигателей.

Иногда при включении вакуумных выключателей наблюдается отскок (дребезг) контактов, что сопровождается перенапряжениями. Природа этих перенапряжений такая же, как и при отключении, но воздействия на изоляцию менее жесткие.

Особенности включения трансформатора на сетевое напряжение связаны, прежде всего, с реальной кривой намагничивания сердечника, вследствие чего возможны режимы его насыщения, и, как следствие, кратное увеличение тока намагничивания. Затухание свободного тока вызывается рассеянием или поглощением энергии магнитного поля свободного потока не только в активном сопротивлении обмотки, но и в стали сердечника вследствие потерь на вихревые токи. Это приводит

к уменьшению времени затухания этого тока. Для мощных трансформаторов характерны низкие значения сопротивления обмоток, поэтому основным демпфирующим фактором в них являются «стальные» потери. Время установления тока холостого хода может составлять несколько секунд. С точки зрения возникновения перенапряжений отключение непосредственно после включения трансформатора (пока не установился ток холостого хода) является неблагоприятным режимом. С одной стороны, при насыщаемом сердечнике индуктивность обмотки уменьшается, однако, с другой стороны, сильно возрастающий в амплитуде ток, входящий в выражение магнитной энергии в квадрате, кратно ее увеличивает. Таким образом, подобная коммутация способна привести к пробоям изоляции обмотки трансформатора.

Наиболее эффективным средством защиты от перенапряжений при отключении индуктивных нагрузок вакуумными выключателями, является RC -цепь в сочетании с нелинейным ограничителем напряжения. В принципе, можно обойтись и без ограничителя напряжений, однако в этом случае RC -цепь получается громоздкой ввиду необходимости поглощения в единицу времени большой энергии, кроме того, она загружает дополнительным емкостным током питающую сеть. В случае совместного использования RC -цепей с нелинейным ограничителем напряжения первый фронт импульса принимает на себя RC -цепь, а затем вступает в работу ограничитель, разгружая ее по мощности. Отметим некоторые полезные свойства RC -цепи, которая при отключении:

- уменьшает амплитуду перенапряжений при срезе тока, так как увеличивает емкость отключаемой нагрузки. При этом снижается также амплитуда восстанавливающегося после среза тока напряжения;
- демпфирует высокочастотные колебания при повторных зажиганиях и в меньшей степени колебания после срезов тока;
- снижает частоту колебаний после среза токов, т. е. уменьшает частоту восстанавливающегося напряжения, чем снижает возможность повторных зажиганиях;
- сдвигает нуль тока высокочастотных колебаний относительно максимума напряжения, поэтому в момент гашения при нуле тока напряжение на емкости ниже максимального. Это снижает восстанавливающееся напряжение и возможность повторных зажиганиях;
- снижает крутизну фронта перенапряжений при повторных зажиганиях вследствие снижения частоты колебаний из-за увеличения емкости. Это облегчает воздействие на продольную изоляцию.

Вместе с тем демпфирующие RC -цепи имеют определенные недостатки:

- емкость RC -цепи увеличивает общий емкостной ток замыкания на землю в сети. Так как емкость цепочки в несколько раз должна пре-

вышать емкость на землю защищаемого присоединения, то при большом числе таких присоединений возможно резкое увеличение тока замыкания на землю и связанная с этим необходимость в ряде случаев установки дугогасящих устройств, усложняющих режимы и эксплуатацию сети;

- трудности размещения защитной цепочки вблизи выводов электроустановки, особенно на действующих объектах [5–7].

При использовании демпфирующей RC -цепочки обусловленное ею затухание колебаний имеет максимум при определенном значении R , поскольку при $R=0$ и $R=\infty$ затухание отсутствует. Для определения оптимальных параметров RC -цепи достаточно рассмотреть один неблагоприятный цикл «срез тока–повторное зажигание», такой, в котором имеются условия, способствующие образованию наибольших перенапряжений. Срез тока происходит вблизи максимума напряжения источника, последующее повторное зажигание дуги — на максимуме напряжения на контактах. Изменяя при определенном C сопротивление R демпфирующей цепочки, можно найти значение R , соответствующее минимальным перенапряжениям. При этом в цепи создается режим наибольшего демпфирования колебаний, вызванных однократным повторным зажиганием. В таком режиме и в серии повторных зажиганиях минимальными будут как сами перенапряжения, так и последующее восстанавливающееся после каждого погасания дуги напряжение, что, в свою очередь, затрудняет повторное зажигание. Однако существуют и другие условия выбора элементов демпфирующей цепи, например, конструктивного характера, наличие стандартного «ряда» сопротивлений и емкостей, а также дополнительное использование ограничителей напряжения.

Вышеизложенные соображения были приняты во внимание при расчете защитной RC -цепи в совокупности с нелинейным ограничителем напряжения для трансформатора мощностью 1 МВт при соединении первичной обмотки звездой и при наихудшей возможной нагрузке, в качестве которой может выступать «неразвернувшийся» асинхронный электродвигатель соответствующей мощности (750 кВт). Для проведения моделирования в пакетах прикладных программ *Matlab Simulink* и *Multi-sim 10* были проведены предварительные расчеты:

- элементов Т-образной схемы замещения трансформатора [4];
- элементов Г-образной схемы замещения асинхронного электродвигателя [4];
- статической характеристики нелинейного ограничителя напряжения при аппроксимации трех ломаными линиями;
- эквивалентных емкостей трансформатора (первичной обмотки, вторичной обмотки, межобмоточной) и электродвигателя (статорной).

Расчетная схема моделирования представлена на рис. 1.

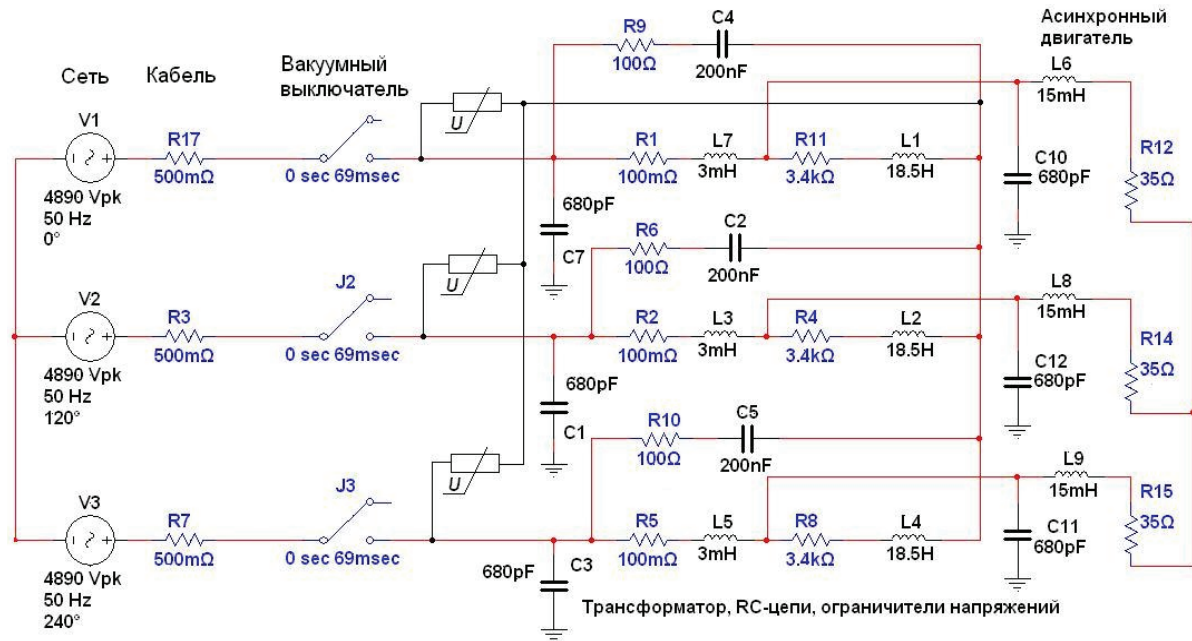


Рис. 1. Схема моделирования процессов коммутации трансформатора в Multisim 10

В представленной схеме оставлены емкости, оказывающие наибольшее влияние на характер перенапряжений. Параметры электродвигателя пересчитывались из каталожных данных. В Т-образной схеме замещения трансформатора использовано последовательное соединение индуктивности намагничивающего контура и активного сопротивления, характеризующего потери в стали сердечника. Эти параметры изначально рассчитывались для параллельного соединения исходя из опыта холостого хода и короткого замыкания, а затем пересчитывались при постоянстве коэффициента мощности для последовательного соединения.

Последовательное соединение этих компонентов более «физично», поскольку позволяет более корректно оценить процесс включения трансформатора в сеть с точки зрения «успокоения» тока. Параллельное соединение при энергетической эквивалентности обладает практически нулевыми демпфирующими свойствами в момент включения. Ток холостого хода при моделировании практически не успокаивается, что не соответствует действительности. В момент выключения параллельная схема с «потерями в стали» существенно снижает перенапряжения, что также не соответствует действительности, поскольку с физической точки зрения непосредственно в момент коммутации, перемагничивания, а, следовательно, потерь на гистерезис нет. С учетом того, что в трансформаторе присутствует емкость обмотки, которая не ограничивает импульсный ток в момент коммутации в контуре, в данной работе для оценки перенапряжений была принята именно последовательная схема. Индуктивность рассеяния L_σ трансформатора оценивалась по выражению:

$$L_\sigma = \frac{U_{кз} \% U_{ном}}{100 I_{ном} \omega},$$

а величина сопротивления потерь в стали R_0 при массе сердечника m_{cm} и удельных потерях $p_{1,5/50}$ при индукции 1,5 Тл, частоте 50 Гц проверялись выражением:

$$R_0 = \frac{(1,5 U_{ф.ном})^2}{P_{1,5/50} m_{cm}}.$$

Энергия, выделяемая на резисторе RC-цепи, оценивалась интегралом

$$W_R = \int_0^t u_R(t) i_R(t) dt$$

при графическом интегрировании осциллограмм и составила для выключения трансформатора, нагруженного на «незавернувшийся» электродвигатель, 185 Дж при времени 1 мс.

В случае отключения трансформатора на холостом ходу выделяемая энергия на резисторе на порядок меньше (при меньших габаритах резистора), а его мощность составляет величину около 5 Вт.

Поскольку гасить выделяемую при коммутации энергию целесообразно непосредственно в источнике ее накопления, т. е. на «фазах» трансформатора, а средняя точка «звезды» не заземлена, то RC-цепи, которые, как и ограничитель напряжения нельзя присоединять к «земле», необходимо присоединять к искусственно организованной «технологической» средней точке первичной обмотки. Поскольку среднее значение тока коммутации весьма невелико, искусственный нулевой провод может быть небольшого сечения.

Наибольшее перенапряжение возникает в момент достижения фазным током максимального значения, поскольку этот момент времени характеризуется максимальной запасенной в обмотках энергией. Фаза тока относительно фазного напряжения может меняться в зависимости от режима работы цепи (от холостого хода до максимальной мощности).

При моделировании также варьировалось время выключения отдельных фаз относительно друг друга (2...3 мс), что присуще вакуумному выключателю. Ввиду большого числа сочетаний вычислительных экспериментов RC -цепи были выбраны на наихудший режим коммутации.

На рис. 2–4 представлены осциллограммы отключения трансформатора в различных режимах. На холостом ходу (рис. 2, а) коммутация трансформатора может привести к перенапряжениям порядка 70...80 кВ. Наличие высокочастотных колебаний определяется параметрами схемы замещения. В реальном трансформаторе может наблюдаться большее затухание, поскольку активное сопротивление «стальных» потерь зависит не только от на-

пряжения, но и от частоты. Использование RC -цепи, рассчитанной на самый тяжелый режим коммутации трансформатора с «неразвернувшимся» электродвигателем, снимает перенапряжение (рис. 3, б).

В случае коммутации трансформатора без RC -цепей с «неразвернувшимся» электродвигателем, перенапряжения могут достигать значений более 100 кВ (рис. 3, а). RC -цепи (100 Ом, 200 нФ) снимают перенапряжения на уровне 32 кВ (рис. 3, б). При этом на резисторе RC -цепи выделяется большая мощность (рис. 4, а). Применение ограничителя напряжений разгружает RC -цепи по мощности, ограничивая перенапряжения до заданного уровня (рис. 4, б, в).

В зависимости от мощности трансформатора, типа нагрузки, его конструктивного исполнения параметры RC -цепей, строго говоря, будут различными. Однако, с точки зрения унификации и в условиях небольшой номенклатуры высоковольтных резисторов и конденсаторов, для мощностей трансформаторов 250 кВт – 1 МВт есть смысл выполнять защитные цепи одинаковыми.

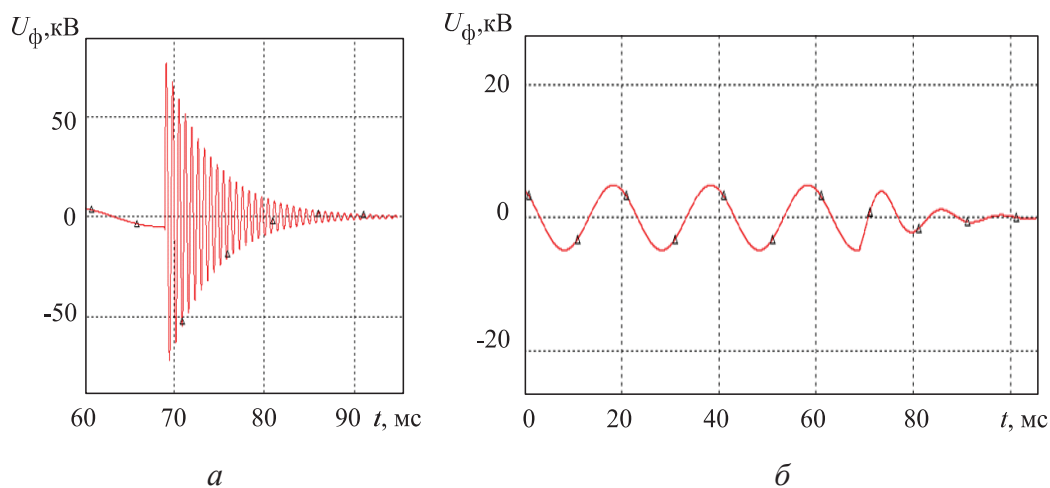


Рис. 2. Фазное напряжение при отключении трансформатора на холостом ходу: а) без RC -цепей; б) с RC -цепями

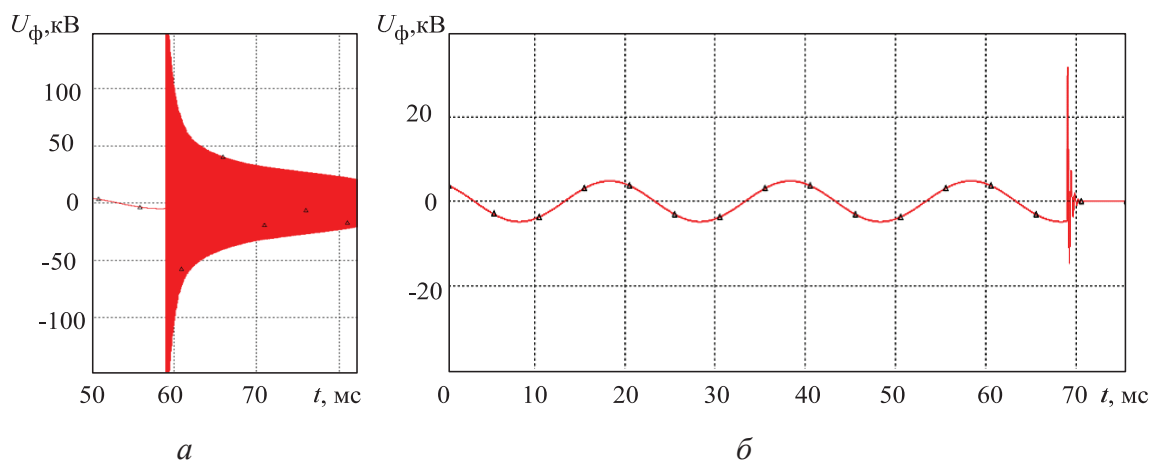


Рис. 3. Фазное напряжение (относительно средней точки «звезды» трансформатора) при отключении трансформатора, нагруженного на «неразвернувшийся» электродвигатель: а) без RC -цепей; б) с RC -цепями

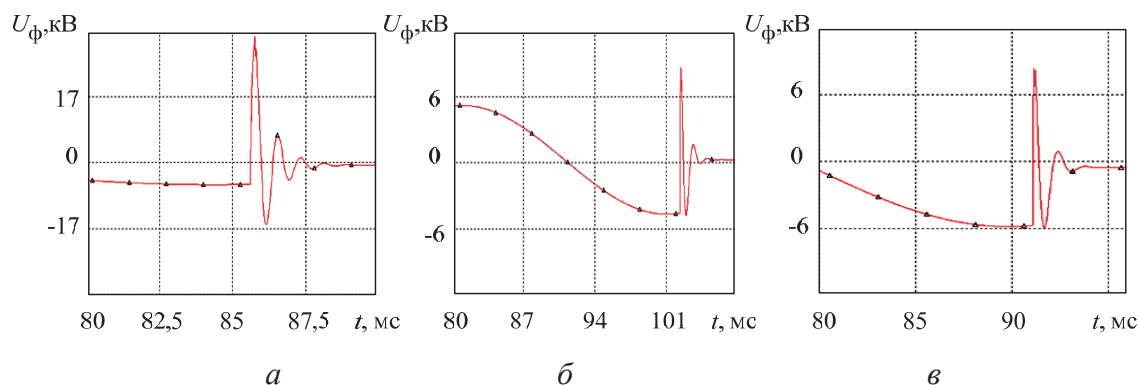


Рис. 4. Отключение трансформатора, нагруженного на «неразвернувшийся» электродвигатель. Напряжение: а) на резисторе RC-цепи; б) фазное с RC-цепями и ограничителем напряжения; в) на резисторе RC-цепи с ограничителем напряжения

Выводы

Коммутация шахтных трансформаторов и электродвигателей с помощью вакуумных выключателей представляет собой потенциальную опасность в части нарушения целостности изоляции их обмоток. Проведенный анализ устранения коммутационных перенапряжений выявил эффективность применения RC-цепей в сочетании с ограничителями напря-

жений для сетей с изолированной нейтралью в диапазоне нагрузок трансформатора от режима холостого хода до режима пуска асинхронного электродвигателя. Данные расчетов и моделирования показали хорошее совпадение с экспериментом на реальном шахтном трансформаторе мощностью 1 МВт.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта № 1G36.31.0010 от 22.10.2010 г.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мнухин А.Г., Коневский Б.И. Защита электрических сетей шахт от коммутационных перенапряжений. – М.: Недра, 1987. – 143 с.
2. Кадомская К.П., Лавров Ю.А., Лаптев О.И. Электрооборудование высокого напряжения нового поколения. Основные характеристики и электромагнитные процессы. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. – 343 с.
3. Кадомская К.П., Лавров Ю.А., Рейхерд А.А. Перенапряжения в электрических сетях различного назначения и защита от них. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2006. – 368 с.
4. Вольдек А.И. Электрические машины. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
5. Базуткин В.В., Евдокунин Г.А., Халилов Ф.Х. Ограничение перенапряжений, возникающих при коммутации индуктивных цепей вакуумными выключателями // Электричество. – 1994. – № 2. – С. 9–13.
6. Рывкин А.М., Лукацкая И.А., Буйнов А.Л. и др. Перенапряжения при отключении вакуумным выключателем трансформатора без нагрузки и с индуктивной нагрузкой // Электрические станции. – 1990. – № 5. – С. 62–67.
7. Беляков Н.Н. Защита от перенапряжений установок с вакуумными выключателями // Электрические станции. – 1994. – № 9. – С. 65–71.

Поступила 15.03.2012 г.

УДК 621.313.13

ПОСТРОЕНИЕ ЗАЩИТЫ ОТ ВИТКОВОГО ЗАМЫКАНИЯ ОБМОТКИ РОТОРА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА НА ОСНОВЕ ИНДУКЦИОННОГО ДАТЧИКА МАГНИТНОГО ПОЛЯ РАССЕЯНИЯ

В.И. Полищук

Томский политехнический университет

E-mail: polischukvi@tpu.ru

Предложен новый способ защиты от виткового замыкания в обмотке ротора синхронного генератора на основе индукционного датчика магнитного поля рассеяния. Разработано и исследовано на экспериментальной установке устройство, реализующее релейную защиту, определена методика настройки нового устройства.

Ключевые слова:

Синхронный генератор, обмотка ротора, витковое замыкание, релейная защита.

Key words:

Synchronous generator, rotor winding, short circuit of coils, relay protection.

Введение

Витковые замыкания (ВЗ) в обмотке ротора синхронных генераторов (СГ) являются распространенными [1] и трудно поддающимися контролю неисправностями [2]. Ввиду конструктивных особенностей выявление ВЗ в обмотке ротора на основе штатных средств – трудно разрешимая задача. Наиболее перспективными являются способы, основанные на анализе внутреннего и внешнего магнитных полей СГ, поскольку исправно функционирующий СГ имеет в воздушном зазоре, в сердечнике и вокруг него, установившуюся симметричную форму распределения магнитного поля, которая несет информацию, имеющую прямую функциональную связь с техническим состоянием СГ. Для контроля ВЗ в роторе, основанного на анализе симметрии магнитного поля машины, необходима установка специализированного датчика магнитного поля.

Следует отметить, что для задач релейной защиты важным является определение не величины составляющих магнитного поля, а степени нарушения пространственной структуры распределения поля от обмотки, т. е. требуется определение изменения текущих значений поля полюсов относительно друг друга.

Известен ряд устройств [3–5], содержащих индукционный датчик (ИД), установленный в воздушном зазоре вблизи поверхности ротора. При такой установке ИД получают максимальную чувствительность, так как ВЗ определяется по амплитуде импульсов ЭДС, зависящих от полного тока в пазах каждой катушки полюса. Однако размещение ИД в воздушном зазоре или вблизи его значительно снижает надежность СГ за счет возможного касания его ротором во время эксплуатации с последующим отрывом, что неизбежно приведет к выходу генератора из строя. На мощных СГ датчик должен выдерживать без повреждения огромные ветровые нагрузки при давлении порядка двух атмосфер и скорости потока до 50...100 м/сек. Кроме того, такой датчик легко повредить во время вывода ротора при ремонтных работах.

Постановка задачи

При проведении исследования ставилась задача получения признаков ВЗ в обмотке ротора СГ и разработки способа защиты на основе датчика магнитного поля рассеяния, устанавливаемого в торцевой зоне СГ.

Экспериментальная установка

Состав экспериментальной установки представлен на рис. 1. Для измерения потока рассеяния применен ИД. Она состоит из синхронного генератора с числом пар полюсов $p=1$ (ГАБ-4-Т/230) – 1, приводимого во вращение асинхронным двигателем, питаемым частотным преобразователем (Altivar 71) – 9. Для создания замыкания с обмотки ротора выведены через дополнительные контактные кольца – 2 отпайки – 3 (4, 10 и 30 % витков полюса). В СГ на подшипниковом щите установлен ИД – 4, сигнал с которого через коннектор ввода (СВ-68LP) – 5 и плату ввода/вывода (NI PCI 6024E, 12 разрядов, максимальная частота дискретизации 20 МГц, 16 аналоговых входов) – 6 подается в промышленный компьютер – 7 с монитором – 8.

На рис. 2 представлены экспериментальные осциллограммы ЭДС на выходе ИД при наличии замыкания в одном из двух полюсов СГ (для наглядности показано замыкание 30 % витков) на холостом ходу (рис. 2, а) и с нагрузкой (рис. 2, б). Кривой 1 обозначена осциллограмма при наличии ВЗ в обмотке ротора, кривой 2 – без ВЗ. Как видно из осциллограмм, при замыкании в одном из полюсов ротора положительная и отрицательная полуволны ЭДС не симметричны. Они отличаются как по амплитуде, так и по форме. Следовательно, разница положительной и отрицательной полуволн ЭДС на выходе ИД может служить информационным признаком ВЗ в обмотке ротора.

Способ защиты

Способ защиты основан на том, что индукция магнитного поля в произвольной точке торцевой зоны СГ формируется токами в обмотках статора и ротора, а магнитодвижущие силы всех полюсов

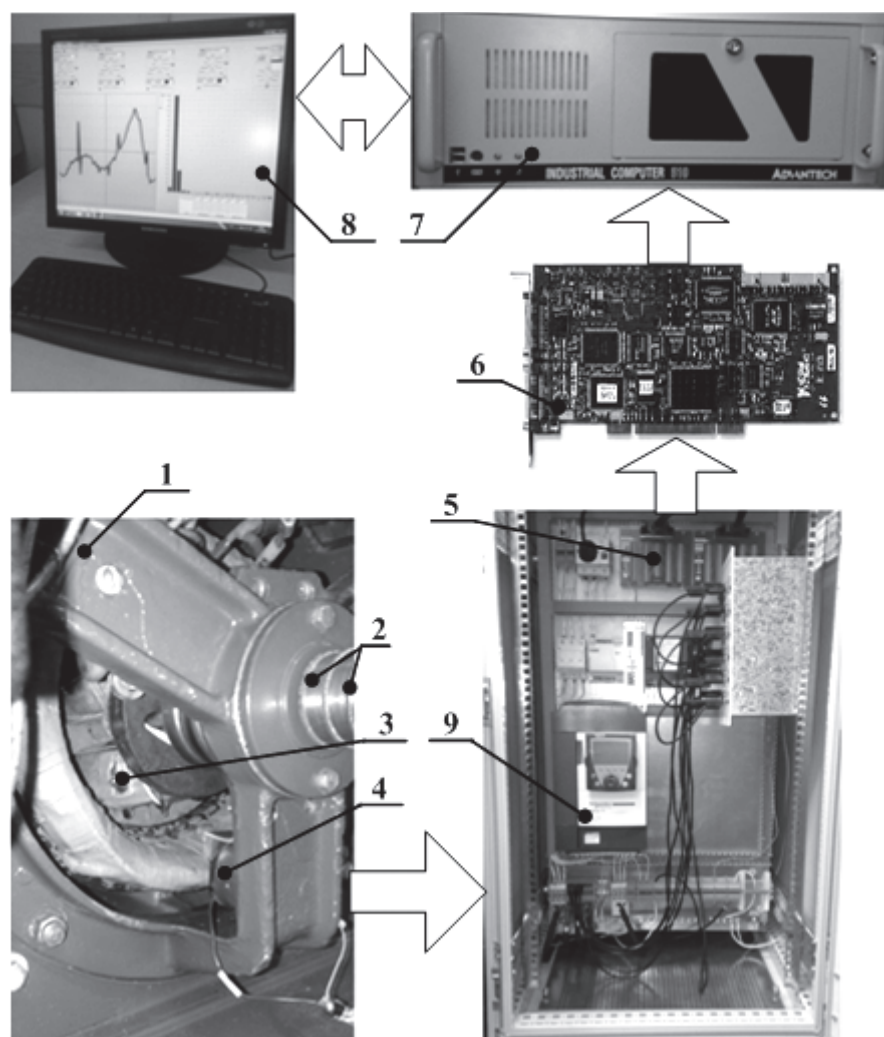


Рис. 1. Экспериментальная установка

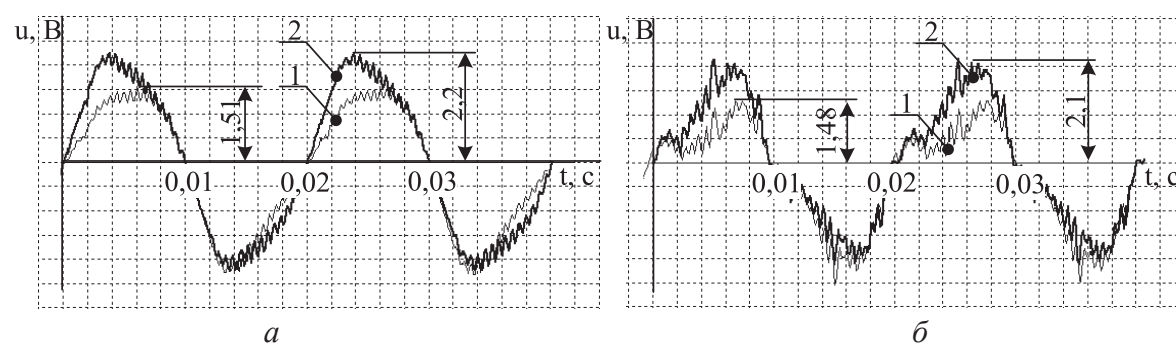


Рис. 2. Осциллограммы ЭДС на выходе индукционного датчика при ВЗ в полюсе обмотки ротора: а) в режиме холостого хода; б) в режиме номинальной нагрузки

ротора равны по величине. Если ее измерить и преобразовать в однополярный электрический сигнал, то в нем при каждом полном обороте ротора будет появляться $2p$ равных по величине полуволн. Если часть витков одного из полюсов замкнется, то его магнитодвижущая сила, а, следовательно, и индукция магнитного поля в торцевой зоне уменьшится. Тогда в однополярном сигнале при каждом полном обороте ротора одна из $2p$ по-

луволн будет меньшей величины. Это вызовет появление гармонической с частотой $f_v = f_s/p$, где f_s — частота сети. Величина f_v пропорциональна числу замкнувшихся витков полюса ротора. Если f_v превысит установленную величину, то формируется сигнал о повреждении в обмотке ротора СГ или, если устройство работает в качестве защиты, сигнал на гашение магнитного поля ротора и отключение СГ от сети.

Для реализации способа было спроектировано устройство, функциональная схема которого приведена на рис. 3, где: ИД – измерительный датчик; В1, В2 – блоки формирования однополярного сигнала (выпрямители); ФВЧ – фильтр высоких частот для подавления постоянной составляющей в однополярном сигнале; ФНЧ1 – фильтр низких частот для выделения периодической составляющей частотой f_s ; ФНЧ2 – фильтр низких частот для формирования величины входного сигнала на триггер Шмита (ТШ); ФНЧ3 – фильтр низких частот, формирующий опорное напряжение (уставку); ТШ – неинвертирующий триггер Шмита.

При наличии повреждения в обмотке ротора СГ сигнал с ИД, после В1, содержит полезный сигнал в виде субгармонической частоты f_s , а также частоту пульсаций $2f_s$ и постоянную составляющую, которые необходимо подавить. Для правильной работы ТШ необходимо сравнить величину полезного сигнала с величиной сигнала с ИД. В качестве опорного напряжения выступает постоянная составляющая после В1, поскольку она пропорциональна сигналу с ИД, а, изменяя коэффициент усиления на ФНЧ3, можно задавать величину уставки.

Выделение субгармонической частоты f_s осуществляется аналоговым полосовым фильтром (ПФ), состоящим из ФВЧ и ФНЧ1. В связи с тем, что расстояние на частотной оси логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) составило всего одну октаву, был применен несимметричный ПФ.

Схема ПФ представлена на рис. 4. Он состоит из комбинации каскадов ФВЧ и ФНЧ1 фильтров. Требуемое количество каскадов ФНЧ1 определяется необходимой глубиной подавления гармоник с частотой $2f_s$.

Уровень полезного сигнала в ПФ повышается с ростом порядка ФНЧ1, но при этом увеличивается время отклика ПФ, что негативно сказывается на быстродействии устройства. В отличие от ФНЧ1 каждый последующий каскад ФВЧ увеличивает скорость нарастания амплитуды, уменьшая время задержки. Данное свойство было применено в синтезе ПФ. Из-за снижения амплитуды полезного сигнала в каждом каскаде на 3 дБ или в $\sqrt{2}$ раз в ФНЧ1 введено звено усиления.

ФВЧ состоит из m элементов с постоянной времени $\tau_{\epsilon,j}$, ФНЧ1 содержит n элементов с постоянными времени $\tau_{\eta,j}$ и коэффициентом усиления k_i .

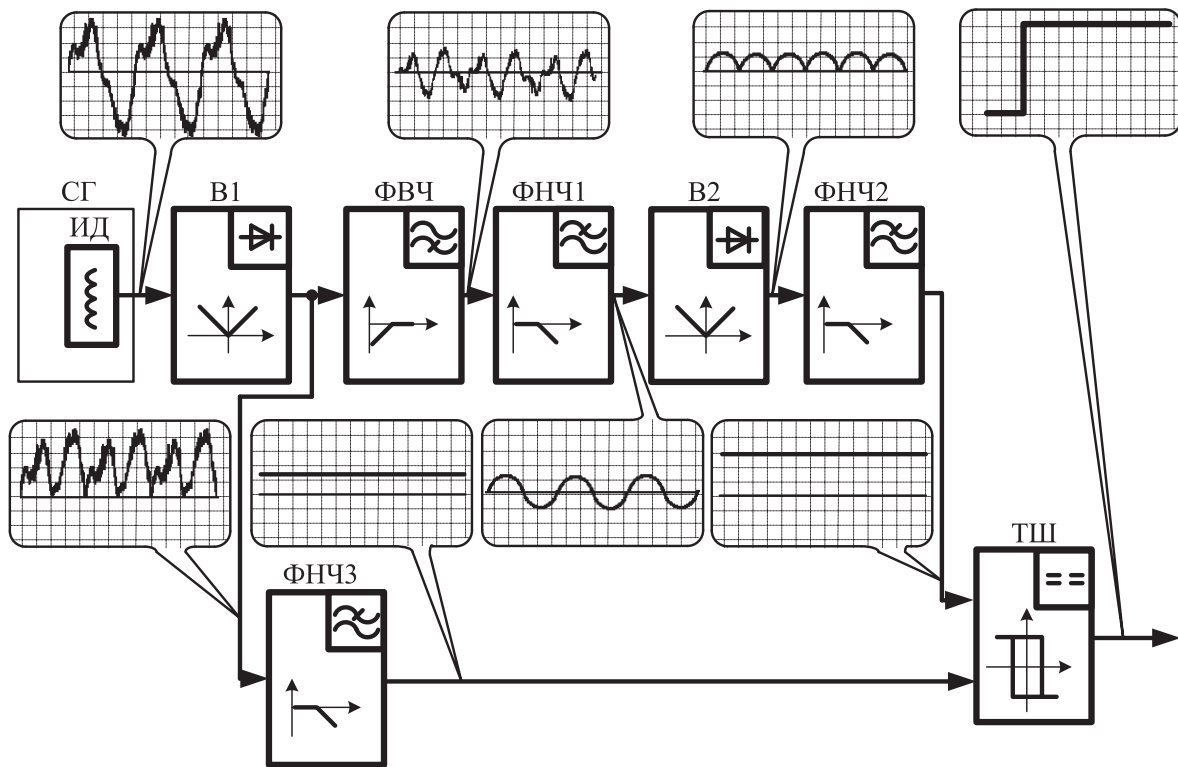


Рис. 3. Функциональная схема устройства релейной защиты

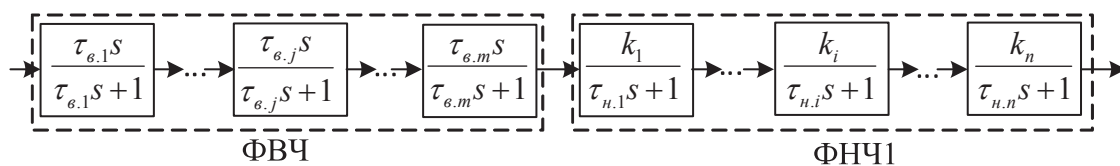


Рис. 4. Структурная схема ПФ

в каждом звене. Передаточные характеристики звеньев ПФ можно представить как

$$W_{\Phi ВЧ}(s) = \prod_{j=1}^m \frac{\tau_{e,j}s}{\tau_{e,j}s + 1}; \quad W_{\Phi НЧ}(s) = \prod_{i=1}^n \frac{k_i}{\tau_{n,j}s + 1},$$

где $W_{\Phi ВЧ}(s)$, $W_{\Phi НЧ}(s)$ – передаточные функции ФВЧ и ФНЧ1; τ_{ni} , $\tau_{e,i}$ – постоянные времени звеньев каскадов; n , m – количество каскадов ФВЧ и ФНЧ1, соответственно.

Передаточная функция ПФ имеет вид

$$W_{\text{ПФ}}(s) = W_{\Phi ВЧ}(s) \cdot W_{\Phi НЧ}(s).$$

Постоянные времени для звеньев фильтра находятся из расчёта необходимой частоты пропускания фильтра и определяются из выражений

$$\tau_e = \frac{1}{2\pi f_e}; \quad \tau_n = \frac{1}{2\pi f_n},$$

где f_e , f_n – частоты полосы пропускания ФВЧ и ФНЧ1 фильтров.

Ослабление полезного сигнала на каждом каскаде фильтра составляет

$$\Delta A = \Delta A_j = \Delta A_i = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

где ΔA_j , ΔA_i – ослабление в каскадах ВЧ и НЧ фильтров.

Общее ослабление полезного сигнала пропорционально общему числу каскадов и равно коэффициенту усиления, необходимого для компенсации ослабления в фильтре, значение которого определяется выражением

$$K = \left(\frac{1}{\Delta A} \right)^{n+m},$$

где K – коэффициент усиления ПФ.

Поскольку усиление производится только в звеньях ФНЧ1, то величина коэффициента усиления k_i в его каскадах равна

$$k_i = \sqrt[n]{K}.$$

Коэффициент усиления использованного ПФ составил $K=512$, а усиление в каждом каскаде ФНЧ1 было $k \geq 1,682$. ЛАЧХ данного ПФ представлен на рис. 5. При заданных параметрах фильтра сигнал с частотой $2f_s$ по отношению к f_s был ослаблен в 59,6 раз.

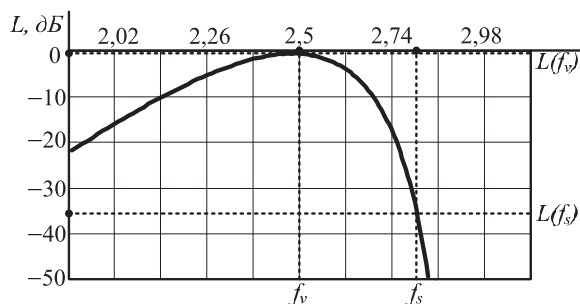


Рис. 5. ЛАЧХ ПФ

Для настройки устройства был смоделирован тестовый сигнал. На рис. 6 представлен вид тестового сигнала после преобразования в однополярный 1 (U_{B1}). Он состоит из пяти частей. I – низкий нормальный сигнал (полуволны симметричны), II – полуволны отличаются на 2 % (на рис. 6. для наглядности разница полуволн больше), III – участок роста полуволн (имитация переходного процесса), IV – высокий сигнал с разницей амплитуд полуволн в 2 %, V – высокий нормальный сигнал. На рис. 6 цифрой 2 ($U_{оп}$) обозначено опорное напряжение ТШ, сформированное из выделенной постоянной составляющей U_{B1} , а 3 и 4 – входное и выходное напряжение ТШ, соответственно.

Для исключения многократных срабатываний вблизи точки переключения величина электрического гистерезиса ТШ отстроена на уровне 20 %.

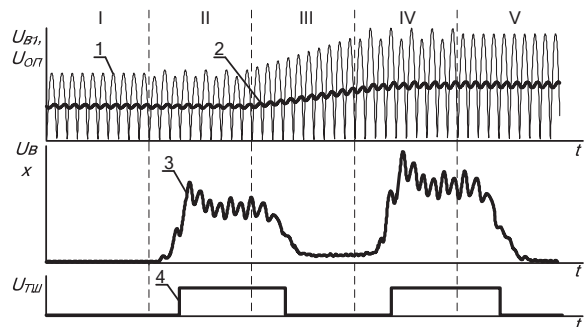


Рис. 6. Диаграмма работы устройства на тестовом сигнале: 1 – тестовый сигнал после B_1 , 2 – опорное напряжение ТШ, 3 – входное напряжение ТШ, 4 – выходное напряжение ТШ

Как видно на рис. 6, ТШ срабатывает в частях II и IV, соответствующих имитации замыкания двухпроцентного количества витков. Запаздывание момента срабатывания ТШ (порядка 2-х периодов или 0,04 с) обусловлено временем задержки в работе фильтров. При этом устройство работало логически верно.

После настройки на тестовом сигнале работа устройства была проверена на экспериментальном СГ. Устройство надежно определяло ВЗ в обмотке ротора при замыкании 4 % витков полюса. При этом не было выявлено ложного срабатывания в режимах сброса/наброса нагрузки, включения возбуждения, несимметричной нагрузки по фазам, замыкания на землю в одной точке цепи возбуждения и замыкания на землю фазы статора. Срабатывание устройства зафиксировано в начальный момент трехфазного короткого замыкания на выводах СГ, но данный режим непродолжителен и должен, без выдержки времени, отключиться основными защитами СГ, а введение отстройки по времени исключит ложную работу разрабатываемой защиты.

Выводы

1. Витковое замыкание в полюсе ротора синхронного генератора вызывает нарушение симме-

- трии магнитного поля рассеивания и путем измерения специализированным датчиком степени нарушения поля рассеивания от поврежденного полюса относительно неповрежденного полюса можно диагностировать витковое замыкание.
- Преобразование ЭДС на выходе индукционно-го датчика в однополярный сигнал с последую-

- щим выделением субгармонической частоты, равной частоте вращения ротора, позволяет определить замыкание витков обмотки ротора.
- В результате проведенных экспериментов было выявлено, что разработанное устройство способно надежно определять замыкание 4 % витков обмотки ротора синхронного генератора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Самородов Ю.Н. Турбогенераторы. Аварии и инциденты. — М.: ЭЛЕКС-КМ, 2008. — 488 с.
- Глебов И.А., Данилевич Я.Б. Диагностика турбогенераторов. — Л.: Наука, 1989. — 119 с.
- Алексеев А.Е., Костенко М.П. Турбогенераторы. — М.: Госэнергоиздат, 1939. — 341 с.
- Wood J.W., Hindmarch R.T. Rotor winding short detection // IEEE Proceedings. — 1986. — V. 133. — № 8. — P. 181–189.
- Способ диагностики и контроля витковых замыканий в роторе синхронной машины: пат. 2192649 Рос. Федерация. № 2000129947/09; заявл. 30.11.2000; опубл. 10.11.2002, Бюл. № 5. — 4 с.

Поступила 17.09.2012 г.

УДК 621.316.925

ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ ЗАЩИТЫ ОБМОТКИ СТАТОРА ГЕНЕРАТОРА ОТ ЗАМЫКАНИЙ НА ЗЕМЛЮ С НАЛОЖЕНИЕМ КОНТРОЛЬНОГО ТОКА ЧЕРЕЗ ТРАНСФОРМАТОР НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ПЕРЕМЕЖАЮЩИХСЯ ЗАМЫКАНИЯХ

А.В. Доронин

ООО НПП «ЭКРА», г. Чебоксары

E-mail: doronin_av@ekra.ru

Рассматриваются условия функционирования защиты от замыканий на землю в обмотке статора генераторов, выполненной на принципе наложения контрольного тока с частотой, отличающейся от промышленной, при дугowych перемежающихся замыканиях. Вскрыт механизм формирования составляющей с частотой контрольного тока в токе замыкания, выявлены основные факторы, от которых зависит значение этой составляющей, и дана количественная оценка влияния этих факторов.

Ключевые слова:

Защита от замыканий на землю, обмотка статора генератора, устойчивые и перемежающиеся дуговые замыкания.

Key words:

Earth fault protection, stator winding of the generator, stable and intermittent arc faults.

В настоящее время к защите от замыканий на землю в обмотке статора генераторов предъявляется определенный набор требований, главным из которых является отсутствие зоны нечувствительности при замыкании вблизи нейтрали, работоспособность как при устойчивых, так и при дугowych перемежающихся замыканиях. Для случаев, когда генератор имеет гальваническую связь с другими генераторами или с внешней сетью к защите также предъявляется требование избирательности.

Одним из таких случаев является довольно широко применяемая в последнее время схема блока генератор-трансформатор с питанием потребителей собственных нужд или потребителей некоторой внешней сети через реактированную отпайку [1]. Суммарный емкостный ток замыкания на землю присоединенной к реактору сети, как правило, составляет 5...10 А, и сеть работает с изолированной нейтралью.

Для защиты от замыканий на землю в обмотке статора генератора в таких блоках в ООО НПП «ЭКРА» разработана и применена на нескольких электростанциях защита, основанная на наложении на первичные цепи контрольного тока с частотой 25 Гц через вторичные обмотки типового трансформатора напряжения, соединенные в разомкнутый треугольник [2]. Причем в разомкнутый треугольник соединяются основные вторичные обмотки, т. к. это позволяет при прочих равных условиях получить больший контрольный ток. Схема включения элементов защиты приведена на рис. 1.

Генератор контрольного тока (ГКТ) включается в цепь разомкнутого треугольника трансформатора напряжения TV1 через фильтр присоединения, состоящий из последовательно соединенных линейного дросселя и конденсатора, настроенных в резонанс на частоте 25 Гц.

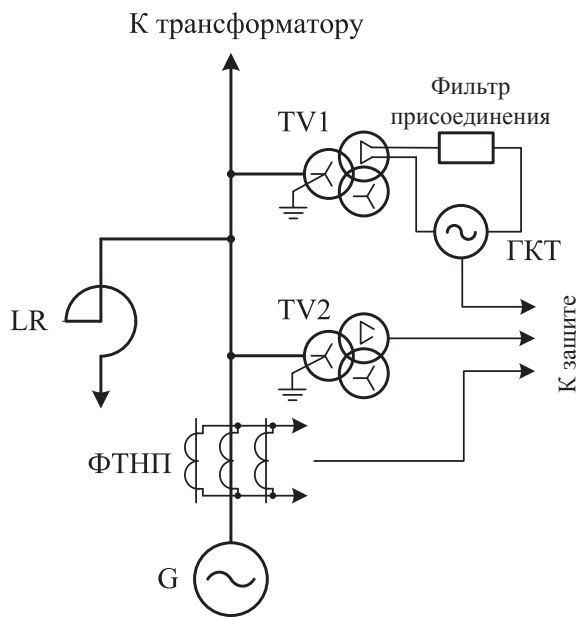


Рис. 1. Схема включения элементов защиты обмотки статора генератора от замыканий на землю в схеме блока с реактированной отпайкой

Напряжение ГКТ и значения индуктивности дросселя и емкости конденсатора фильтра выбраны так, что при металлическом замыкании на землю токи в обмотках трансформатора не превышают допустимых значений, соответствующих максимальной мощности трансформаторов напряжения (в данном случае ЗНОЛ.09-6). Составляющая тока с частотой 25 Гц в месте замыкания равна 0,32 А.

Электрические величины с частотой 25 Гц при устойчивом замыкании через переходное сопротивление могут быть определены по схеме замещения нулевой последовательности, в которой напряжение ГКТ U_{25} , параметры элементов фильтра присоединения $L_{пр}$, $C_{пр}$ и $R_{пр}$ приведены к ступени высокого напряжения (рис. 2).

Емкость трех фаз обмотки статора генератора, трех фаз сети, присоединенной к реактору, и переходное сопротивление в месте замыкания обозначены на рис. 2 соответственно $C_{г}$, $C_{р}$ и $R_{з}$.

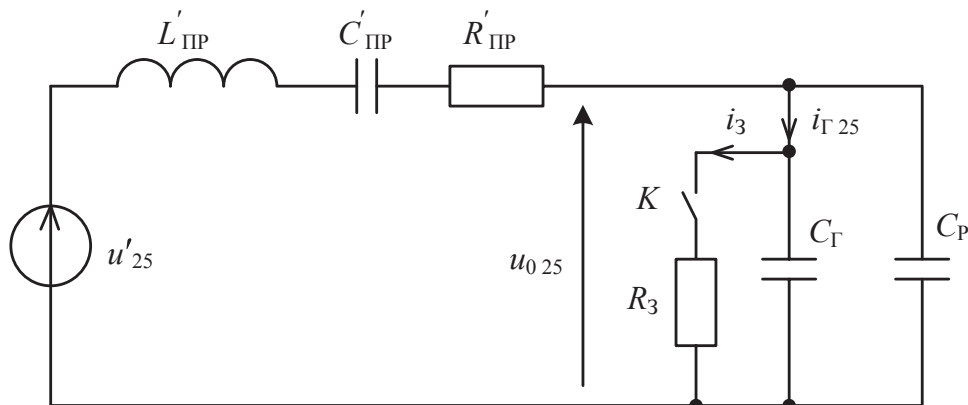


Рис. 2. Схема замещения нулевой последовательности для определения электрических величин с частотой 25 Гц при замыкании в обмотке статора генератора

Принцип действия защиты при устойчивом замыкании очевиден: при замыкании на землю в обмотке статора генератора доля тока с частотой 25 Гц ($i_{Г25}$), отходящая в цепь генератора, увеличивается, а составляющая с частотой 25 Гц в напряжении нулевой последовательности (u_{025}) уменьшается. Это позволяет выполнить защиту, реагирующую на сопротивление или проводимость в месте замыкания, формируемые как отношения упомянутых электрических величин.

Поскольку емкостные сопротивления фаз относительно земли намного больше продольных сопротивлений фаз генератора, то характер изменения электрических величин не зависит от места замыкания и поэтому защита не имеет зоны нечувствительности.

Моделирование процессов на базе программного пакета Matlab при перемежающихся замыканиях в схеме замещения блока, рис. 3, показало, что и при перемежающихся замыканиях в токе замыкания появляется составляющая с частотой 25 Гц, в том числе и при наибольшем отличии процессов от процессов при устойчивом замыкании, а именно, когда имеет место один пробой изоляции на каждом полупериоде напряжения промышленной частоты и дуга гаснет при переходе через ноль переходной высокочастотной составляющей тока в месте замыкания.

При проведении расчетных исследований использована модель, имитирующая дуговые перемежающиеся замыкания и описанная в [3]. Она позволяет моделировать дуговое замыкание при различных пробивных напряжениях и различных моментах погасания дуги.

Элементы электрической сети и элементы устройства наложения контрольного тока имеют линейные вольтамперные характеристики, поэтому закономерности формирования электрических величин с частотой 25 Гц не только при устойчивых, но и при перемежающихся замыканиях можно определить без учета действия рабочего напряжения, поскольку они порождаются в данном случае только напряжением ГКТ и выделяются, во-первых, фильтром нулевой последовательности, а,

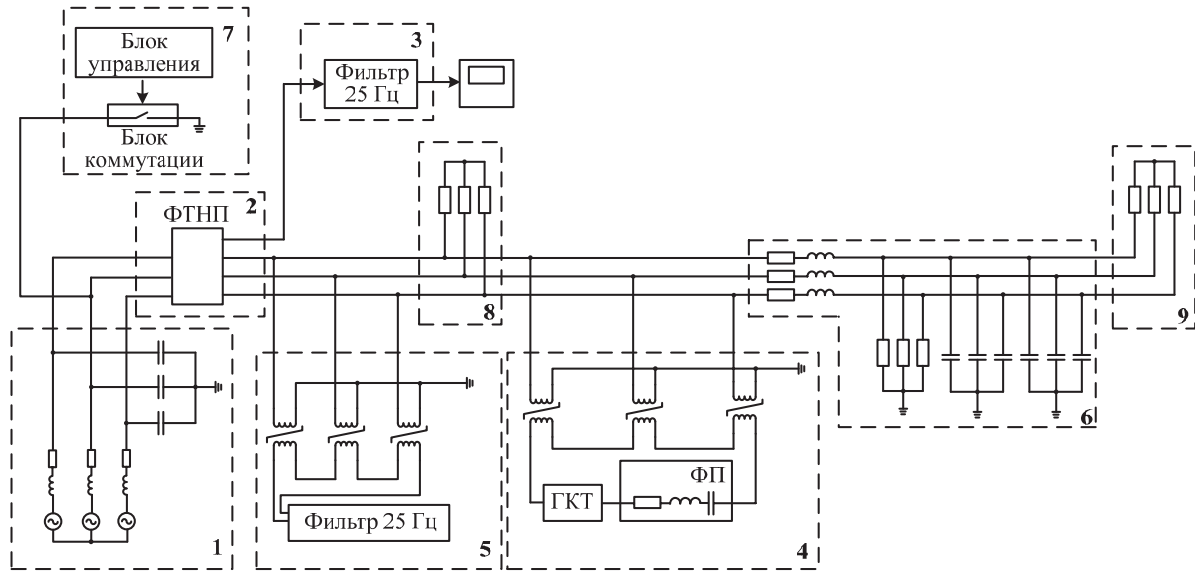


Рис. 3. Схема модели энергоблока и элементов защиты: 1) генератор; 2) фильтр токов нулевой последовательности (ФТНП); 3) фильтр низкой частоты для выделения низкочастотных составляющих тока нулевой последовательности в цепи генератора; 4) трансформатор напряжения нулевой последовательности с генератором контрольного тока и фильтром присоединения; 5) сетевой фильтр напряжения нулевой последовательности с частотным фильтром для выделения низкочастотных составляющих; 6) модель сети, присоединенной через реактор; 7) модель перемежающегося дугового замыкания; 8, 9) сопротивление нагрузки, подключенной к генератору и к реактору

во-вторых, частотными фильтрами измерительного органа защиты. Таким условиям соответствует схема замещения нулевой последовательности по рис. 2, в которой место замыкания может быть представлено идеальным ключом K , замыкающимся при каждом пробое изоляции на время, равное полупериоду переходного ёмкостного тока, которое лежит в пределах 0,1...0,5 мс.

Упрощенное объяснение механизма формирования составляющей с частотой 25 Гц при перемежающихся замыканиях, когда дуга горит в течение очень малого времени по сравнению с периодом контрольного тока, приведено в [2] и заключается в том, что цепь, через которую разряжается емкость сети C_p при зажигании дуги (замыкание ключа K в схеме рис. 2), имеет такую постоянную времени, что даже при очень малом времени горения дуги емкость C_p , заряженная до некоторого напряжения u_i , успевает практически полностью разрядиться, и вся энергия, запасенная к моменту пробоя, передается в контур цепи замыкания. В токе замыкания при этом появляется последовательность импульсов тока большой амплитуды, содержащая составляющую с частотой 25 Гц.

Графики, поясняющие описанный механизм, приведены на рис. 4 для случая, когда на каждом полупериоде напряжения промышленной частоты происходит один пробой изоляции.

Для разработки защиты и последующего выбора параметров её настройки необходима количественная оценка тока с частотой 25 Гц в цепи замыкания, а также выявление факторов, влияющих на его значение при дуговых перемежающихся замыканиях.

Амплитуда гармонической составляющей с частотой 25 Гц в токе замыкания определяется разло-

жением последовательности импульсов тока i_3 в ряд Фурье.

$$I_{25} = \sqrt{I_{25S}^2 + I_{25C}^2},$$

$$I_{25S} = \sum_{i=2}^{i=n} \frac{2}{T} \int_0^{t_d} i_{3i}(t) \cdot \sin \omega(t_i + t) dt, \quad (1)$$

$$I_{25C} = \sum_{i=2}^{i=n} \frac{2}{T} \int_0^{t_d} i_{3i}(t) \cdot \cos \omega(t_i + t) dt, \quad (2)$$

где I_{25S} и I_{25C} — амплитуда синусной и косинусной составляющих в токе замыкания; T и ω — соответственно период и угловая частота составляющей 25 Гц в токе замыкания; t_i — время от момента перехода через ноль напряжения ГКТ до момента очередного пробоя изоляции; t_d — время горения дуги (замкнутого состояния ключа K); n — число пробоев изоляции за полупериод напряжения ГКТ ($n=2$ — минимальное число пробоев); $i_{3i}(t)$ — мгновенное значение тока в месте замыкания при i -м пробое изоляции.

Пределы интегрирования после каждого пробоя изоляции приняты от нуля до t_d , поскольку только в этот промежуток времени ток i_3 практически не равен нулю.

Так как $t_d \ll T$, то можно считать, что за время t_d функции в (1) и (2) практически не изменяются и принять $\sin \omega(t_i + t_d) \approx \sin \omega t_i$; $\cos \omega(t_i + t_d) \approx \cos \omega t_i$

С учетом этого обстоятельства

$$I_{25S} = \frac{2}{T} \sum_{i=2}^{i=n} \sin \omega t_i \int_0^{t_d} i_{3i}(t) dt,$$

$$I_{25C} = \frac{2}{T} \sum_{i=2}^{i=n} \cos \omega t_i \int_0^{t_d} i_{3i}(t) dt.$$

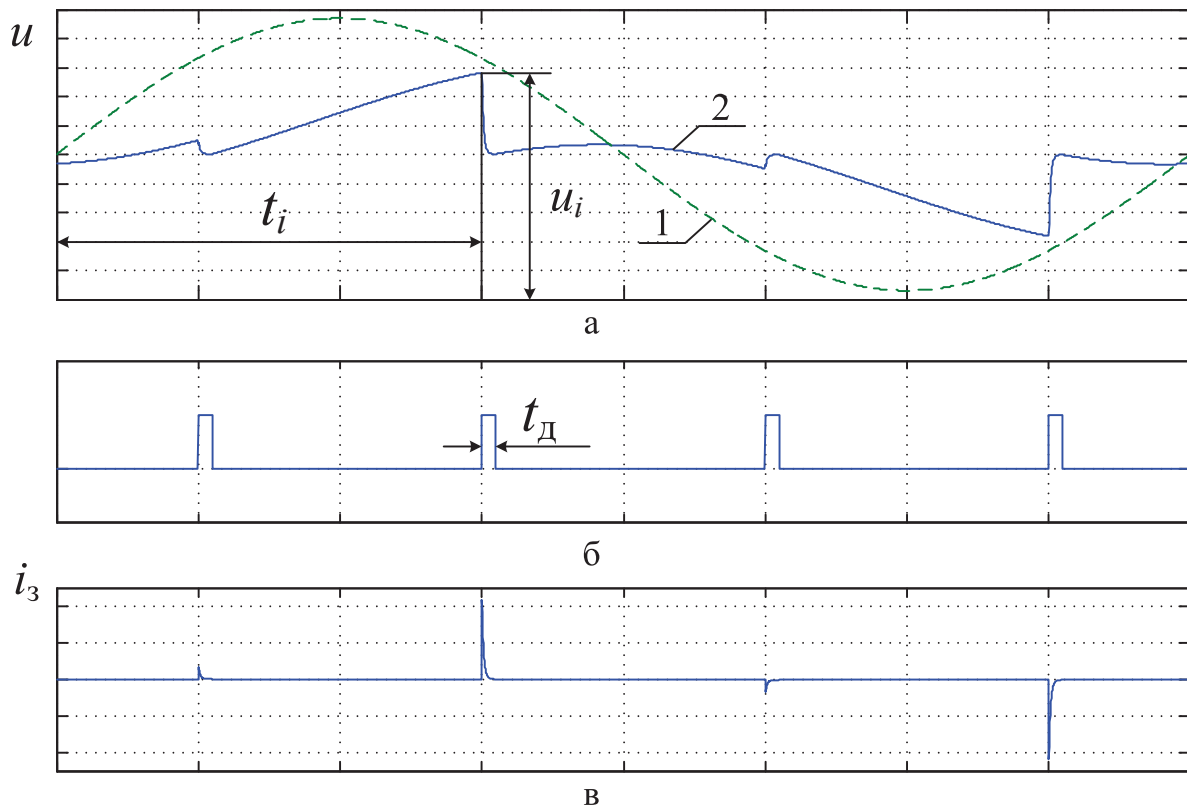


Рис. 4. Пояснение к механизму формирования тока с частотой 25 Гц в цепи замыкания при перемежающемся замыкании: а) напряжение ГКТ (кривая 1) и напряжение на емкости C_p (кривая 2); б) импульсы замыкания ключа K ; в) ток в месте замыкания

Учтем далее, что, *во-первых*, ток $i_3(t) = (C_p + C_r) \frac{du_p}{dt}$ и, *во-вторых*, что при каждом пробое изоляции напряжение u_p за время t_d изменяется от u_i до нуля. Поэтому

$$\int_0^{t_d} i_{3i} dt = (C_p + C_r) u_i.$$

Теперь окончательно получим

$$I_{25S} = \frac{2}{T} (C_p + C_r) \sum_{i=2}^{i=n} u_i \cdot \sin \omega t_i, \quad (3)$$

$$I_{25C} = \frac{2}{T} (C_p + C_r) \sum_{i=2}^{i=n} u_i \cdot \cos \omega t_i. \quad (4)$$

Из соотношений (3) и (4) можно установить, от каких факторов зависит амплитуда тока с частотой 25 Гц. Однако нельзя рассматривать эти факторы в отдельности, поскольку они определенным образом связаны между собой.

Достаточно очевидно следующее:

1. При изменении емкости C_p одновременно изменяется постоянная времени её заряда, поэтому при прочих равных условиях увеличение емкости приведет к снижению u_i и наоборот. Кроме этого, при увеличении ёмкости увеличивается постоянная времени её разряда при замыкании и поэтому эта ёмкость может не полностью разрядиться за время горения дуги.

2. Увеличение числа пробоев за полупериод $T/2$ приводит к увеличению числа составляющих под знаком суммы, но одновременно и к снижению u_i из-за уменьшения времени между соседними пробоями изоляции.

3. Изменение фазы моментов пробоя изоляции относительно напряжения ГКТ приводит к изменению синусной и косинусной составляющей тока в противоположных направлениях. Если одна из них увеличивается, то другая уменьшается.

Из приведенного качественного анализа можно ожидать, что взаимное влияние различных факторов будет оказывать стабилизирующее влияние на значение тока с частотой 25 Гц при перемежающихся замыканиях.

Далее приведены результаты исследований влияния перечисленных выше факторов на базе программного пакета Matlab.

При моделировании учтено, что источники контрольного тока, реализованные на практике, имеют следующие параметры:

- напряжение ГКТ $U_{25}=17$ В;
- цепь присоединения ГКТ $L_{np}=0,255$ Гн; $C_{np}=159$ мкФ; $R_{np}=2,7$ Ом.

При использовании для включения ГКТ основных вторичных обмоток трансформаторов напряжения ЗНОЛ.09-6 коэффициент трансформации по составляющим нулевой последовательности равен 20. Поэтому при моделировании в схеме

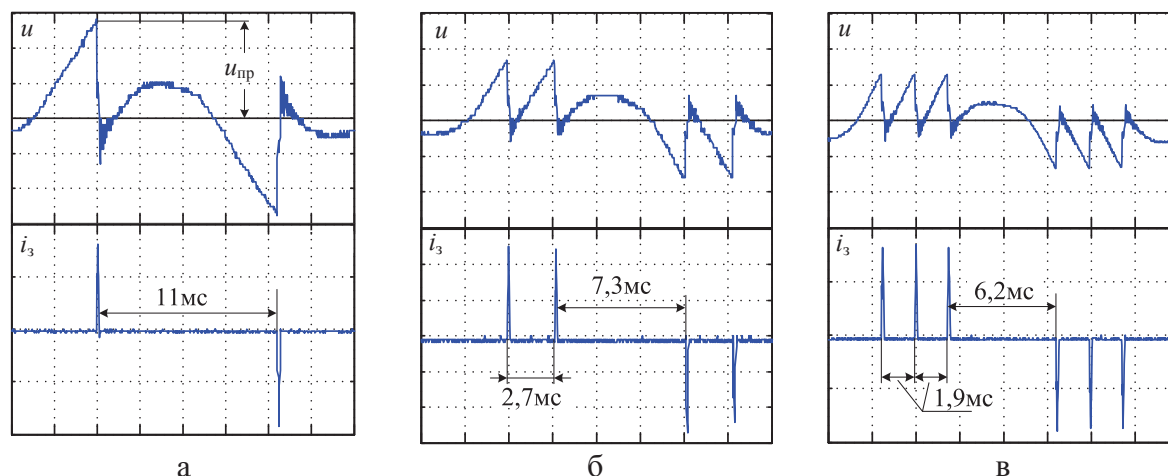


Рис. 5. Напряжение (верхняя осциллограмма) на поврежденной фазе и ток (нижняя осциллограмма) в месте замыкания при погасании дуги при первом прохождении переходного емкостного тока через ноль при пробивном напряжении, равном: а) $0,95U_{\text{фм}}$; б) $0,6U_{\text{фм}}$; в) $0,45U_{\text{фм}}$

по рис. 2 параметры, приведенные к стороне высокого напряжения, равны: $U'_{25}=340$ В; $L'_{\text{пр}}=102$ Гн; $C'_{\text{пр}}=0,3975$ мкФ; $R'_{\text{пр}}=1080$ Ом.

Дуговое перемежающееся замыкание моделируется последовательностью кратковременных замыканий ключа K в схеме рис. 2. Время замкнутого состояния ключа принято равным $0,5$ мс из условия, что при перемежающемся замыкании дуга гаснет при первом прохождении через ноль переходного тока дозаряда емкостей неповрежденных фаз, частота которого равна 1000 Гц.

Сопротивление R_3 , через которое разряжается емкость сети, принято равным $6,5$ Ом. При максимальном значении принимаемой в расчетах емкости сети $17,5$ мкФ постоянная времени её разряда составляет $0,11$ мс.

Наибольшее влияние фазы моментов пробоя можно ожидать при редких пробоях, поэтому влияние этого фактора рассмотрено при минимальном числе пробоев $n=2$ и изменении t_i для первого пробоя от 0 до 10 мс, а для второго от 10 до 20 мс. Составляющая с частотой 25 Гц в токе замыкания при этом составляет $0,49$ от тока при устойчивом замыкании и от фазы момента пробоев практически не зависит.

Число пробоев изоляции при перемежающихся замыканиях при прочих равных условиях зависит от значения пробивного напряжения. Минимальное число пробоев имеет место при пробивном напряжении, близком к амплитуде фазного напряжения, и увеличивается при его снижении. Однако при этом моменты пробоев изоляции располагаются в течение полупериода напряжения ГКТ неравномерно. Расположение моментов пробоя на оси времени при различных пробивных напряжениях $u_{\text{пр}}$, отнесенных к амплитуде фазного напряжения $U_{\text{фм}}$, показано на расчетных осциллограммах (рис. 5), полученных на модели сети с суммарным емкостным током замыкания 5 А. Как видно, имеет место последовательное увеличение числа пробоев, соответствующих $n=2$; $n=4$; $n=6$.

Число пробоев n на полупериод $T/2$ и значения составляющей с частотой 25 Гц в токе замыкания, отнесенные к току при устойчивом замыкании, приведены в таблице. Емкость сети принята равной 5 мкФ.

Таблица. Зависимость составляющей тока замыкания с частотой 25 Гц от числа пробоев

Число пробоев на полупериод, шт	2	4	6
Составляющая с частотой 25 Гц в токе замыкания, о.е.	0,49	0,63	0,70

Влияние емкости сети на составляющую с частотой 25 Гц в токе замыкания при $n=2$ представлено на рис. 6. Максимально возможное значение емкостного тока замыкания в сети 6 кВ принято равным 20 А. Этому току соответствует емкость внешней сети $C_p=17,5$ мкФ.

По данным, приведенным на рис. 6, можно установить, при какой емкости внешней сети защита будет срабатывать при перемежающихся замыканиях в зависимости от коэффициента чувствительности, который определяется как отношение тока при устойчивом замыкании к принятому току срабатывания защиты.

Выводы

1. Защита от замыканий на землю в обмотке статора генератора в блоке с реактированной отпайкой, выполненная на принципе наложения тока с частотой 25 Гц через трансформатор напряжения, принципиально работоспособна при дуговых перемежающихся замыканиях.
2. Вскрыт механизм формирования составляющей с частотой 25 Гц в токе замыкания, позволивший установить, что основными факторами, от которых зависит значение этой составляющей, являются число пробоев за полупериод тока 25 Гц и суммарная емкость сети относительно земли.

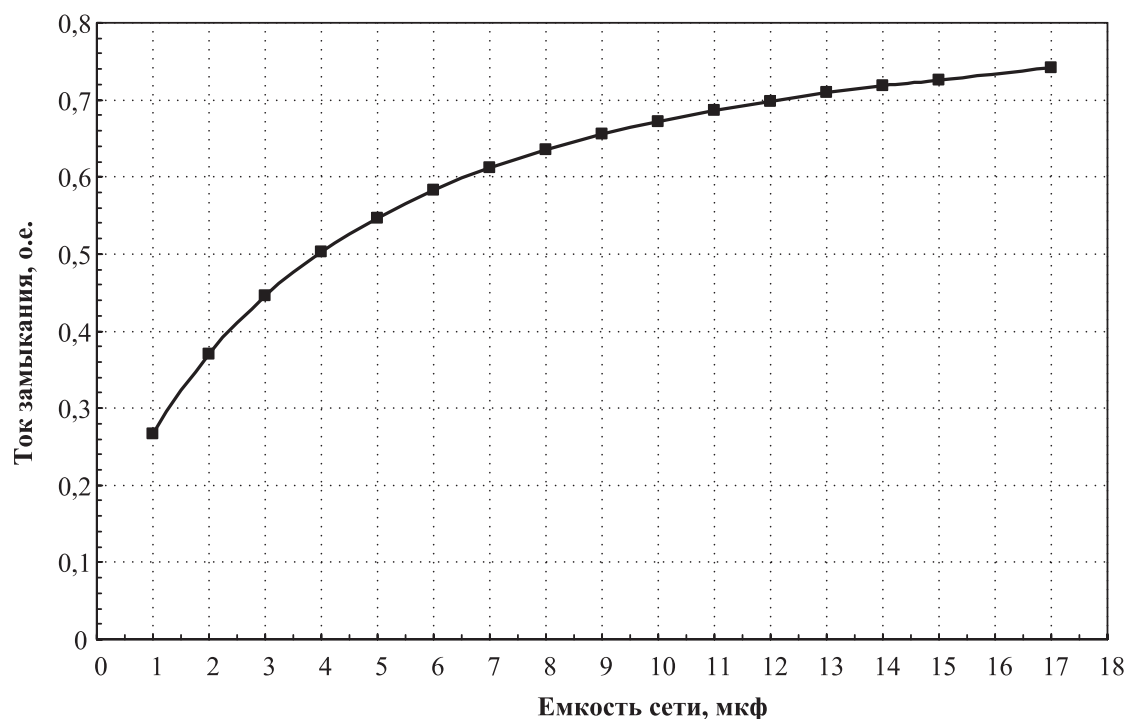


Рис. 6. Зависимость составляющей с частотой 25 Гц в токе замыкания от суммарной емкости сети (отнесено к току при устойчивом замыкании)

3. Количественная оценка влияния факторов, от которых зависит значение составляющей с частотой 25 Гц в токе замыкания, позволяет установить минимальное значение емкости

внешней сети для обеспечения срабатывания защиты при перемежающихся замыканиях в зависимости от коэффициента чувствительности защиты к току при устойчивом замыкании.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Балаков Ю.Н., Мисриханов М.Ш., Шунтов А.В. Проектирование схем электроустановок. 2-е изд., стереотип. — М.: Издательский дом МЭИ, 2006. — 288 с., ил.
2. Вайнштейн Р.А., Доронин А.В., Наумов А.М., Юдин С.М. Защита от замыканий на землю в обмотке статора генераторов в схеме блоков с реактивной отпайкой // Известия вузов. Сер. Электромеханика. — 2011. — № 6. — С. 96–101.

3. Пашковский С.Н., Понамарев Е.А. Моделирование процессов в электрических сетях при перемежающихся дуговых замыканиях / Национальный исследовательский Томский политехнический университет. — Томск, 2007. — 20 с.: ил. — Библ.: 3 назв. — русский. — Деп. в ВИНТИ РАН 28.09.2007 № 927-B2007

Поступила 17.05.2012 г.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ОТКАЗОВ НА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЕВЯТИФАЗНОГО ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ

П.Г. Вигриянов

Филиал Южно-Уральского государственного университета (Национального исследовательского университета), г. Златоуст

E-mail: vpg_postbox@mail.ru

Получены энергетические характеристики девятифазного вентильного двигателя в исправном состоянии и аварийных режимах работы. Проведена их количественная оценка и установлена степень влияния отказов на величину потребляемой и электромагнитной мощностей, электромагнитного КПД. Рассмотрены варианты компенсации последствий отказов путем изменения угла управления коммутацией и величины напряжения питания. Предложено использовать полученные параметры в качестве критериев оценки работоспособности вентильных двигателей в аварийных режимах работы.

Ключевые слова:

Вентильный двигатель, энергетические характеристики, отказы.

Key words:

Valve engine, power characteristics, failures.

Двигатели систем автоматики являются одним из основных элементов систем управления и регулирования и применяются в качестве силовых и преобразующих элементов. Требования, предъявляемые к вентильным двигателям (ВД) автоматических устройств, разнообразны. Они зависят от назначения, условий работы и тех функций, которые двигатель выполняет. Но требования по надежности двигателей всегда находились в числе основных. Одним из направлений улучшения характеристик и повышения надежности ВД в настоящее время является использование электромеханического преобразователя (ЭМП) с увеличенным числом фаз. Оно совпадает с общим стремлением к увеличению числа фаз ЭМП [1]. Повышенные требования по надежности не всегда могут быть достигнуты только путем увеличения числа фаз. Они могут быть также удовлетворены при условии возникновения одного или нескольких отказов в исполнительном элементе электропривода.

Исследование ВД при повышенных требованиях к их надежности не ограничивается анализом характеристик исправной машины. Необходимо выявить наиболее характерные отказы в каждой части функциональной схемы вентильных двигателей и провести количественную оценку влияния каждого из них на энергетические характеристики машины.

На практике работоспособность электропривода обеспечивают за счет резервирования двигателей, работающих на одну нагрузку, либо путем применения нескольких многофазных двигателей с симметричной расщепленной обмоткой [2]. При отказе одного из них работоспособное состояние обеспечивают оставшиеся исправные двигатели. Количество двигателей определяется их типом, особенностями конструкции и последствиями отказа в машине. Неблагоприятным вариантом является такой отказ в двигателе, при котором этой машиной создается тормозной момент, а отключение её невозможно. Оставшиеся двигатели должны

обеспечить полезный момент нагрузки и в дополнение к этому ещё компенсировать тормозной момент.

Увеличение числа фаз ВД не только обеспечивает структурную избыточность ЭМП и полупроводникового коммутатора (ПК), но и дает возможность управления коммутационными процессами, то есть создает алгоритмическую избыточность. Совокупность этих двух факторов позволяет обеспечить работоспособное состояние многофазного двигателя и снизить степень влияния отказа силовой части на выходные координаты машины путем изменения величины питающего напряжения, угла управления коммутацией или алгоритмов коммутации фаз обмотки. Для выбора способа воздействия (или совокупности нескольких способов) необходимо, прежде всего, выяснить влияние каждого отказа при отсутствии каких либо изменений в условиях работы. Для этого рассмотрим влияние отказов силовой части ВД на характеристики двигателей при заданном способе питания. С точки зрения повышения надежности наиболее перспективным способом питания является гальваническая развязка фаз. В такой машине каждая фаза представляет собой независимый электрический контур, сохраняя при этом электромагнитные связи со всеми остальными электрическими контурами.

Анализ характерных отказов элементов датчика положения ротора, ПК и ЭМП проведен в работе [3], где показано, что отказ любого элемента схемы в конечном итоге приводит к нарушению режимов работы элементов силовой части ВД. Подавляющее большинство отказов двигателя может быть сведено к четырем видам отказов силовой части машины: обрыв и короткое замыкание силового ключа полупроводникового коммутатора, обрыв и короткое замыкание фазы электромеханического преобразователя. Рассмотрим влияние этих отказов на характеристики девятифазного ВД, в котором реализован алгоритм полной нейтральной коммутации.

Математические модели и общая методика расчета энергетических параметров многофазных ВД (в исправном состоянии и при отказах элементов силовой части) по мгновенным значениям координат приведены в работе [3]. На основе этой методики разработаны пакеты программ [4–6] расчета энергетических характеристик многофазных ВД в нормальных и аварийных режимах работы. Расчет проводится в относительных единицах. Относительные значения потребляемой мощности P_1 , электромагнитной мощности P_3 и электромагнитного КПД μ_3 исправного двигателя определяются на одном межкоммутационном интервале (МКИ) по выражениям

$$P_1 = \frac{1}{\Delta} \int_0^{\Delta} F_1 du_p; \quad P_3 = \frac{1}{\Delta} \int_0^{\Delta} F_2 du_p; \quad \mu_3 = \frac{P_3}{P_1}.$$

Здесь Δ – длительность МКИ; θ_p – угол поворота ротора в электрических радианах. Функция F_1 – сумма мгновенных значений токов, потребляемых от всех источников питания; функция F_2 – сумма произведений относительных мгновенных значений фазных токов и ЭДС.

В качестве базовых величин напряжения, тока и мощности приняты: номинальное фазное напряжение двигателя, фазный ток короткого замыкания и мощность, потребляемая одной фазой при коротком замыкании:

$$U_6 = U_n; \quad I_6 = \frac{U_n}{r}; \quad P_6 = \frac{U_n^2}{r},$$

где r – активное сопротивление фазы обмотки якоря.

Влияние параметров обмотки якоря на энергетические показатели учитываем с помощью коэффициента ξ , который по своей сути является относительным индуктивным сопротивлением эквивалентного контура при базовой частоте вращения.

Поскольку частота вращения ротора двигателя изменяется от нуля до частоты идеального холостого хода, то введем относительное индуктивное сопротивление контура при текущей частоте вращения τ . Обе эти величины связаны между собой

$$\tau = \frac{\omega_p L}{r} = \left(\frac{\omega_6 L}{r} \right) \left(\frac{\omega_p}{\omega_6} \right) = \sigma V,$$

где L – индуктивность фазы обмотки якоря с учетом взаимной индуктивности от других фаз [7]; ω_6 – базовая частота вращения ротора (частота вращения, соответствующая режиму идеального холостого хода); ω_p – текущая частота вращения; V – относительная угловая частота вращения, которая определяется по выражению

$$V = \frac{E_m}{U_n}.$$

Здесь E_m – амплитуда ЭДС первой (основной) гармоники фазы.

Расчет энергетических параметров при отказах проводится путем интегрирования мгновенных значений координат на периоде повторяемости

(Δ_n) электромагнитных процессов

$$P_1 = \frac{1}{\Delta_n} \left[\sum_{T=T_n}^{T_k} \left(\int_0^{u_0} F_1 du_p + \int_{u_n}^{\Delta} F_1' du_p \right) \right];$$

$$P_3 = \frac{1}{\Delta_n} \left[\sum_{T=T_n}^{T_k} \left(\int_0^{u_0} F_2 du_p + \int_{u_n}^{\Delta} F_2' du_p \right) \right].$$

Здесь T_n , T_k и T – соответственно начальный, конечный и текущий такты периода повторяемости электромагнитных процессов; θ_0 – угол поворота ротора, при котором происходит изменение структуры ЭМП, обусловленное отказом элементов силовой части ВД (определяет границы участков МКИ). На каждом из тактов периода повторяемости электромагнитных процессов рассчитываем составляющие потребляемой и электромагнитной мощности по каждому из участков МКИ. Функции $F_1(F_1')$ – это суммы мгновенных значений токов, потребляемых от всех источников питания на первом (втором) участках МКИ. Функции $F_2(F_2')$ представляют собой суммы произведений относительных мгновенных значений фазных токов и ЭДС, которые работают на первом (втором) участках МКИ.

В аварийных режимах работы в первую очередь при заданной относительной частоте вращения определяются мгновенные значения координат исправного ВД на первом МКИ. Далее на алгоритм коммутации исправной машины накладывается метка соответствующего отказа элемента силовой части, и определяются границы периода повторяемости электромагнитных процессов (начальный T_n и конечный T_k такты коммутации). При этом последовательно вычисляются мгновенные значения фазных координат на каждом участке МКИ и каждом МКИ в соответствии с изменением структуры ЭМП, которое вызывается отказом. После этого по мгновенным значениям фазных координат рассчитываются энергетические параметры ВД (P_1, P_3) на периоде повторяемости электромагнитных процессов путем применения одного из методов численного интегрирования.

Электромагнитный КПД при отказах элементов и для исправной машины определяется одинаково.

Задавая несколько значений относительной частоты вращения и рассчитывая энергетические параметры, получаем энергетические характеристики (рисунки) для интересующих нас режимов работы ВД.

Полагаем, что относительные индуктивные сопротивления фаз обмотки якоря ВД остаются неизменными ($\xi=0,25$). Рассмотрим четыре вида отказов: обрыв силового ключа ПК (ОК), обрыв фазы ЭМП (ОФ), короткое замыкание силового ключа ПК (КК) и короткое замыкание фазы ЭМП (КФ). Сравнивать полученные характеристики будем с энергетическими характеристиками двигателя в исправном (И) состоянии.

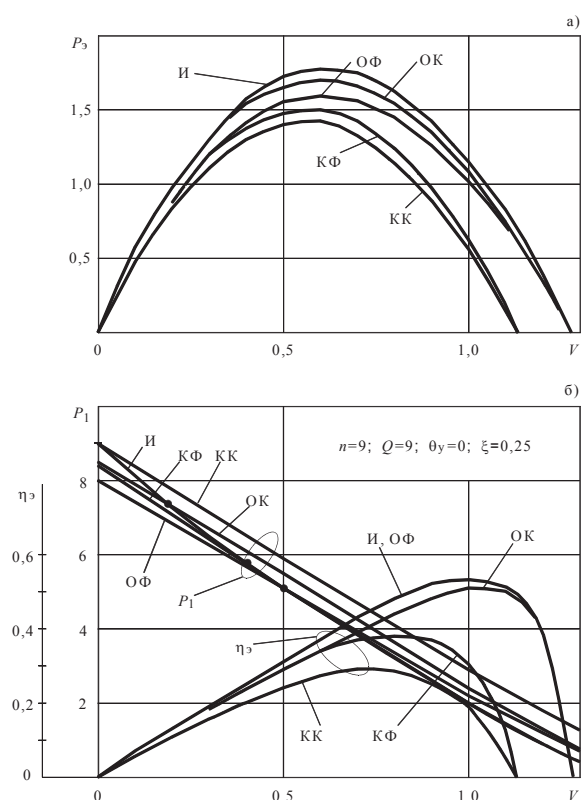


Рисунок. Характеристики исправного (И) девятифазного ВД в случае полной нейтральной коммутации и при отказах ОК, ОФ, КК, КФ (для $\xi=0,25$)

Согласно полученным характеристикам (рисунок, а) величина электромагнитной мощности двигателя при всех указанных отказах меньше, чем в исправной машине для всего диапазона частот вращения. Каждая кривая имеет явно выраженный максимум электромагнитной мощности ($P_3^{\max}$). Положение этой точки смещается в область низких частот вращения при отказах «короткое замыкание». По степени роста влияния на величину $P_3^{\max}$ отказы располагаются в такой последовательности: обрыв ключа ПК; обрыв фазы ЭМП; короткое замыкание фазы ЭМП и короткое замыкание ключа ПК. Для девятифазного ВД максимальная электромагнитная мощность для указанной последовательности отказов составляет соответственно 94, 89, 84 и 79 % от максимальной мощности, развиваемой исправной машиной.

Самым неблагоприятным видом отказа является короткое замыкание пары силовых ключей ПК на шину источника питания. Ток в фазе, коммутируемой отказавшим ключом, будет пульсирующим, а его величина зависит от величины фазной ЭДС, которая определяется частотой вращения индуктора. В этом случае вопрос о способе исключения отказа решается совместно с вопросами защиты силовых ключей ПК от сквозных токов и ограничения пусковых токов. В результате принимается решение о способе исключения отказавшего ключа из работы двигателя. Обычно предусматривается последовательное соединение каждого ключа

с защитным отключающим элементом, разрывающим электрическую цепь отказавшего ключа. Такое решение позволяет отказ «короткое замыкание ключа» ПК свести к «отказу обрыв ключа» ПК, влияние которого на энергетические параметры в машинах с любым числом фаз обмотки якоря ЭМП в 3 раза меньше.

Следующим по степени влияния видом отказа является короткое замыкание фазы ЭМП. Способ исключения отказа в данном случае решается путем применения специальных конструктивных вариантов исполнения обмотки, повышения качества изоляционных материалов и более совершенной технологии производства. Суть специальных конструктивных вариантов заключается в возможности обеспечения разрыва цепи короткозамкнутой фазы в случае возникновения отказа. Таким образом, отказ короткое замыкание фазы ЭМП может быть сведен к отказу обрыв фазы ЭМП, обладающему меньшим влиянием на энергетические параметры ВД.

Вместе с изменением электромагнитной мощности в случаях отказов типа «короткое замыкание» снижается верхняя граница диапазона частот вращения на 12 % по сравнению с исправной машиной. Поэтому отказы типа «короткое замыкание» приводят к уменьшению рабочего диапазона частоты вращения, чего в большинстве электроприводов иметь не желательно. И по этой причине следует избегать появления отказов типа «короткое замыкание».

Полученные результаты позволяют уже на этапе проектирования электропривода оценить возможность работы его исполнительного элемента с различными вариантами исполнения ЭМП и в случаях отказов силовой части предусмотреть, в частности, меры, предупреждающие возможность появления отказов, оказывающих наибольшее снижение электромагнитной мощности. Исключение возможности отказов типа «короткое замыкание» путем сведения их к отказам типа «обрыв» является одним из вариантов сохранения работоспособного состояния многофазных ВД. Например, исключив возможность отказов типа «короткое замыкание» в нашем двигателе, получаем, что снижение максимальной электромагнитной мощности при отказах типа «обрыв» не будет превышать 11 %.

Зависимость относительного значения потребляемой мощности от относительной частоты вращения $P_1=f(V)$ по своей сути является электромеханической характеристикой двигателя (рисунок, б), поскольку в относительных единицах относительное среднее значение тока, потребляемого из сети (i_{cp}), равно относительному значению потребляемой мощности ($P_1=i_{cp}$). Электромеханическая характеристика необходима при проектировании и исследовании электромагнитных процессов, поскольку в ВД всегда протекают переходные процессы, в которых не достигается установившегося состояния. Величина индуктивности определяет величину постоянной времени эквивалентной об-

мотки якоря и зависит от частоты вращения. Соотношение между этой постоянной и длительностью МКИ существенно влияет на коммутационные процессы и среднее значение потребляемого тока, определяет величину пульсаций электромагнитного момента и использование объема машины.

Пересечение прямой с осями абсцисс и ординат определяет соответственно величины угловой частоты вращения идеального холостого хода двигателя и начального пускового тока двигателя, которые выражены в относительных единицах.

При отказе короткое замыкание ключа ПК среднее значение потребляемого двигателем тока больше, чем в исправном двигателе для всего диапазона частот вращения. Только при неподвижном роторе эти токи равны. Для остальных отказов величина начального пускового тока меньше, чем в исправном двигателе. Затем, по мере увеличения частоты вращения, среднее значение потребляемого двигателем тока увеличивается, сравнивается с током исправного двигателя при определенной частоте вращения, и затем превышает его. Различными будут только частоты вращения, при которых сравниваются токи. При обрыве ключа ПК это происходит раньше ($V=0,2$), затем следует отказ короткое замыкание фазы ЭМП ($V=0,4$), и при обрыве фазы ЭМП ($V=0,5$). Таким образом, по степени влияния на величину среднего потребляемого тока отказы располагаются в такой последовательности: обрыв фазы ЭМП, короткое замыкание фазы ЭМП, обрыв ключа ПК, короткое замыкание ключа ПК.

Иначе влияют отказы на электромагнитный КПД (рисунок, б). Так, при обрыве фазы ЭМП кривая КПД не отличается от КПД исправного двигателя, поскольку вместе с уменьшением электромагнитной мощности уменьшаются и электрические потери в обмотке якоря двигателя. При обрыве силового ключа ПК в коммутируемой фазе токи протекают только на половине тактов периода повторяемости, точно также как и в исправной машине. Поскольку на второй половине тактов периода повторяемости электромагнитных процессов фаза ЭМП не участвует в преобразовании энергии, то величина электромагнитной мощности, а следовательно и электромагнитного КПД, снижается (рисунок, б). Дополнительных потерь, которые приводили бы к уменьшению КПД при этом отказе в силовой части ВД, не возникает. Для этих двух отказов диапазон рабочих частот вращения двигателя по сравнению с диапазоном частот машины в исправном состоянии не изменяется.

При коротком замыкании фазы ЭМП или ключа ПК величина электромагнитного КПД снижается в большей мере. С одной стороны, это вызвано уменьшением МДС якоря, создающей активный вращающий момент. С другой стороны, переменный или пульсирующий ток отказавшей фазы создает свое пульсирующее магнитное поле, которое также взаимодействует с магнитным полем индуктора, в результате чего создается тормозной мо-

мент. При коротком замыкании фазы ЭМП величина пульсирующего поля определяется в основном величиной фазной ЭДС, которая, в свою очередь, пропорциональна частоте вращения. Кроме этого, ток отказавшей фазы оказывается сдвинутым по фазе относительно тока исправной машины на π электрических радиан. При коротком замыкании ключа ПК на одной половине тактов периода повторяемости электромагнитных процессов фазный ток протекает точно так же, как и при работе исправной машины.

На второй половине тактов напряжение источника питания суммируется с фазной ЭДС, в результате чего результирующее напряжение будет гораздо больше, чем при работе исправной машины или машины с коротким замыканием фазы. Кроме существенного роста величины фазного тока на этих тактах изменяется и фазовый сдвиг по отношению к фазовому сдвигу тока исправной машины. В итоге величина электромагнитного КПД при коротком замыкании ключа ПК оказывается меньше, чем величина электромагнитного КПД при коротком замыкании фазы (рисунок, б). Для этих двух отказов диапазон рабочих частот вращения двигателя по сравнению с диапазоном частот машины в исправном состоянии составляет 88 %. Положение максимума КПД перемещается в область более низких частот вращения до 0,82 при коротком замыкании фазы ЭМП и 0,73 при коротком замыкании ключа ПК.

Так, при отказах обрыв фазы ЭМП, обрыв ключа ПК, короткое замыкание фазы ЭМП и короткое замыкание ключа ПК величина максимального электромагнитного КПД составляет соответственно 100, 92, 72 и 54 % от КПД исправной машины.

Теперь, когда выяснили влияние отказов на характеристики ВД, можно предложить некоторые варианты компенсации последствий отказов. Для этого необходимо включить ВД в систему управления надежностью вентильного привода или объекта в целом. Так, в управляемом ВД имеется возможность регулирования угла управления коммутацией θ_v . При плавном изменении θ_v в сторону опережающей коммутации в реальных двигателях ($\xi > 0$) электромагнитная мощность сначала увеличивается, достигает максимального значения, а затем уменьшается. При известной величине относительного индуктивного сопротивления величина этого угла легко определяется по виду семейства характеристик $P_g = f(V)$, каждая из которых получена для конкретной величины угла управления. Для нашего двигателя при отказах ОК, ОФ, КФ, КК величина $P_g^{\max}$ может быть увеличена соответственно до 96,9; 91,1; 85,9; 80,8 % при величине угла управления коммутацией +8, +9, +9, +9 градусов. Таким образом, $P_g^{\max}$ увеличивается на 2,1...2,7 %. Наиболее действенным фактором влияния на энергетические характеристики двигателя является изменение величины питающего напряжения. Если в электроприводе имеется возможность регулирования напряжения питания (как один из возмож-

ных вариантов — всех фаз одновременно), то для всех рассмотренных отказов можно восстановить величину P_{max} исправного двигателя, при увеличенном напряжении питания (нашего двигателя при отказах ОК, ОФ, КФ, КК соответственно на 3, 6, 11, 12 %).

Полученные энергетические параметры (P_1, P_3) могут быть использованы в качестве обоснованных критериев при оценке работоспособности ВД в аварийных режимах работы. Для этого необходимо заранее оговорить, какое состояние считается неработоспособным.

Выводы

1. Проведена количественная оценка влияния видов отказов элементов силовой части на энерге-

тические характеристики девятифазного вентильного двигателя с гальванически развязанными фазами обмотки якоря.

2. Предложены варианты исключения наиболее неблагоприятных видов отказов на этапе проектирования вентильных двигателей, которые оказывают большее влияние на снижение энергетических параметров.
3. Показаны возможности компенсации последствий отказов путем изменения угла управления коммутацией и величины питающего напряжения.
4. Предложено использовать полученные энергетические параметры в качестве критериев оценки работоспособности многофазных вентильных двигателей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сидельников Б.В. Перспективы развития и применения бесконтактных регулируемых электродвигателей // Известия вузов. Электромеханика. — 2005. — № 2. — С. 14–20.
2. Ведяшкин М.В., Глухов Д.М., Муравлева О.О. Математическое моделирование надежности многофазного асинхронного электропривода // Известия вузов. Электромеханика. — 2008. — № 6. — С. 22–25.
3. Вигриянов П.Г. Электромагнитные процессы многофазных вентильных двигателей: монография. — Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2007. — 143 с.
4. Вигриянов П.Г. Пакет программ для расчета энергетических характеристик многофазного вентильного двигателя. — Челябинск: ЦНТИ. Информационный листок, 1988. — № 88. — 39 с.
5. Вигриянов П.Г. Пакет программ для расчета энергетических характеристик многофазного вентильного двигателя при неисправности типа «обрыв». — Челябинск: ЦНТИ. Информационный листок, 1988. — № 88. — 61 с.
6. Вигриянов П.Г. Пакет программ для расчета энергетических характеристик многофазного вентильного двигателя при неисправности «короткое замыкание». — Челябинск: ЦНТИ. Информационный листок, 1988. — № 88. — 62 с.
7. Воронин С.Г., Лифанов В.А., Шумихин Б.Г. Исследование пульсаций момента тихоходных бесконтактных двигателей постоянного тока с дискретным датчиком положения ротора // Электричество. — 1977. — № 11. — С. 54–58.

Поступила 26.12.2011 г.

УДК 621.333

АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДВИГАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОВЗОВ С УЧЕТОМ УСЛОВИЙ ЭКСПЛУАТАЦИИ

В.В. Харламов, П.К. Шкодун, Д.И. Попов, А.В. Проненко

Омский государственный университет путей сообщения

E-mail: emoe@omgups.ru

Предложено проводить приемо-сдаточные испытания тяговых электродвигателей электровозов не только в стационарных, но и в переходных режимах. На основе математического моделирования переходных процессов в цепи обмотки якоря предложен подход, позволяющий определить требования к силовому оборудованию испытательной станции, необходимые для обеспечения испытания тяговых электродвигателей с учетом параметров перегона, а также провести оценку возможности реализации необходимых режимов с использованием существующих испытательных станций.

Ключевые слова:

Тяговый электродвигатель, диагностирование, математическое моделирование, реальные условия эксплуатации.

Key words:

Traction electric motor, diagnostics, mathematical modeling, actual environment of operations.

Повышение качества технического обслуживания электровозов в условиях локомотивного депо, несомненно, является актуальным. Одним из путей достижения указанной цели является решение задачи совершенствования методики проведения приемо-сдаточных испытаний тяговых электродвигателей (ТЭД), в том числе при их испытаниях на коммутационную устойчивость.

В настоящее время оценку коммутационной устойчивости работы ТЭД при проведении приемо-сдаточных испытаний производят в соответствии с ГОСТ 2582-81 и разработанными технологическими картами в стационарном режиме нагрузки [1]. Вместе с тем, уровень искрения под щетками ТЭД зависит не только от постоянной составляющей тока якоря, но и от его производной по времени, которая воздействует на магнитный поток в зоне коммутации [2], что приводит к усилению неидентичности коммутационных циклов в секциях обмотки якоря и, следовательно, к значительному усложнению настройки коммутации. Возникновение искрения щеток и появление круговых огней при эксплуатации ТЭД в большей степени проявляется в нестационарных (переходных) режимах работы электродвигателей, например, при трогании электровоза, боксовании.

Следовательно, необходимо проводить испытания ТЭД не только в стационарных, но и в переходных режимах работы с учетом условий эксплуатации. Для этого необходимо сформировать методику получения информации об особенностях работы ТЭД электровоза на участке железной дороги с целью определения параметров переходных режимов в силовой цепи ТЭД. С другой стороны, полученная информация может служить основой для уточнения условий проведения приемо-сдаточных испытаний и формирования требований к силовому оборудованию испытательной станции ТЭД.

Для возможности детального анализа данного вопроса необходимо провести математическое моделирование переходных процессов в цепи обмот-

ки якоря ТЭД, которое позволит получить необходимые данные для определения режимов, устанавливаемых при проведении испытаний. В качестве исходных данных для математического моделирования переходных режимов возможно использование результатов измерений, выполненных на перегоне Ишим–Московка Западно-Сибирской железной дороги, и параметров эксплуатируемых на данном перегоне электровозов ВЛ-10 с тяговыми двигателями ТЛ-2К1. На данном перегоне рассмотрены переходные режимы при начале движения электровоза с места, осуществлении ослабления возбуждения ТЭД и др. Данные измерений параметров по одному из участков выбранного перегона приведены на рис. 1. Помимо напряжения контактной сети, схемы соединения силовых цепей ТЭД и скорости движения электровоза также регистрировалась степень ослабления возбуждения.

На основании электрической схемы соединений электровоза ВЛ-10 [3] и соответствующей схемы замещения (рис. 2) сформирована система дифференциальных уравнений, описывающая переходные процессы в якорной цепи ТЭД:

$$\begin{cases} \frac{dI_a}{dt} = \frac{1}{\Sigma L_a + L_{дп}(t)} \times \\ \times [U_a(t) - n(t) \cdot C_e \cdot \Phi(I_b) - I_a \cdot \Sigma R_a]; \\ \frac{dI_b}{dt} = \frac{1}{L_b + L_{н.ш}} \cdot \left[\begin{aligned} & (U_a(t) - n(t) \cdot C_e \cdot \Phi(I_b)) \times \\ & \times \frac{L_{н.ш}}{\Sigma L_a + L_{дп}(t)} - \dots \\ & \dots - I_b (R_b + R_{ш}(t)) + \\ & + I_a \left[R_{ш}(t) - \Sigma R_a \cdot \frac{L_{н.ш}}{\Sigma L_a + L_{дп}(t)} \right] \end{aligned} \right], \quad (*) \end{cases}$$

где I_a , I_b – ток якоря и возбуждения, А; t – время, с; $U_a(t)$ – напряжение, приходящееся на один ТЭД, равное отношению напряжения сети к коэффициенту, учитывающему схему соединения двигателей

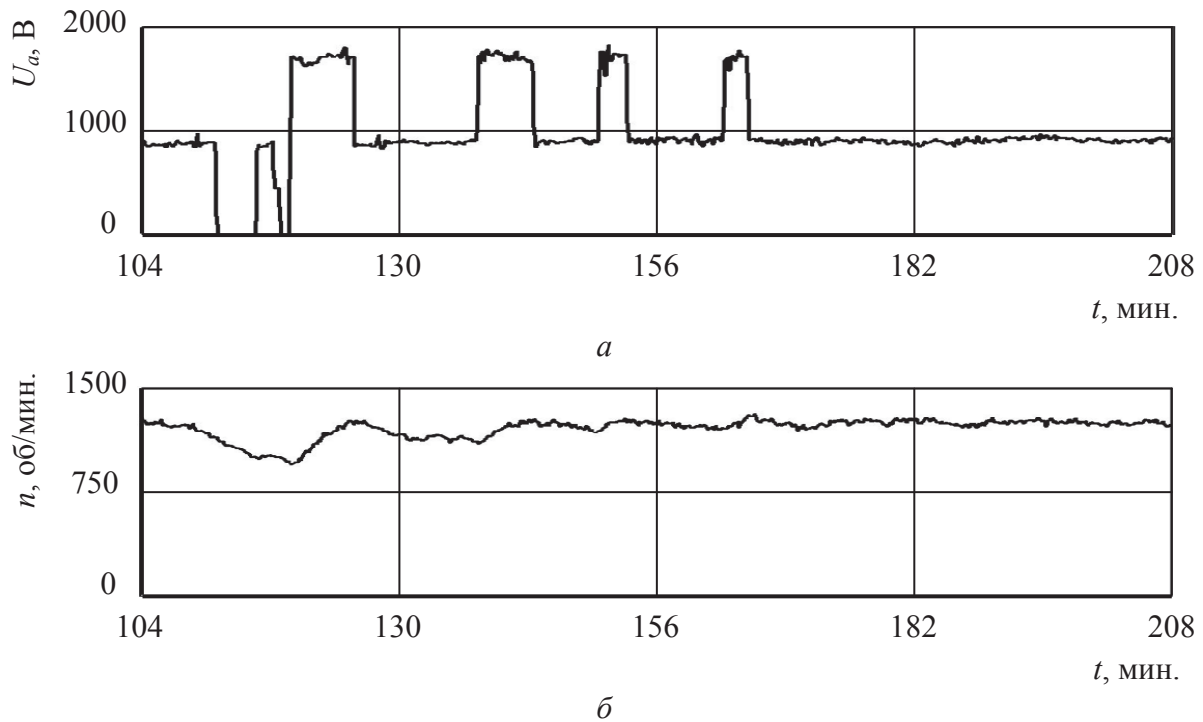


Рис. 1. Фрагмент результатов измерений, выполненных на участке перегона Ишим–Московка Западно-Сибирской железной дороги: а) напряжение, приходящееся на один ТЭД, с учетом схемы соединения (сериесное, сериес-параллельное, параллельное); б) частота вращения якоря ТЭД

(сериесное, сериес-параллельное, параллельное), В; $n(t)$ – частота вращения якоря, об/мин; $C_e \cdot \Phi(I_B) = E_a / n$ – отношение ЭДС обмотки якоря к частоте вращения, В·мин/об; $R_{\Sigma}(t)$ – суммарное сопротивление в цепи, шунтирующей обмотку возбуждения, задающее степень ослабления возбуждения, Ом; ΣR_a – сумма сопротивлений обмоток якоря $R_{\text{я}}$, добавочных полюсов $R_{\text{д.п.}}$, компенсационной $R_{\text{к.о}}$ и возбуждения R_B , Ом; ΣL_a – сумма индуктивностей обмоток якоря $L_{\text{я}}$, добавочных полюсов $L_{\text{д.п.}}$, компенсационной $L_{\text{к.о}}$ и возбуждения L_B , Гн; L_B , $L_{\text{и.ш.}}$, $L_{\text{др.}}(t)$ – индуктивности обмотки возбуждения, индуктивного шунта и дросселя, Гн.

При этом следует учитывать, что индуктивность $L_{\text{и.ш.}}$ является функцией, зависящей от тока, проте-

кающего по индуктивному шунту $I_{\text{и.ш.}} = I_a - I_B$, т. е. $L_{\text{и.ш.}} = f(I_a - I_B)$.

В случае переключения схемы соединения ТЭД (сериесное, сериес-параллельное, параллельное), которое происходит при полном возбуждении, необходимо решить только одно (первое) дифференциальное уравнение из системы (*). При этом в сумму сопротивлений ΣR_a необходимо включить сопротивление добавочных резисторов $R_d(t)$, вводимых в цепь якоря в пусковых позициях главного вала контроллера машиниста.

При решении представленной системы дифференциальных уравнений с нелинейными коэффициентами (*) использована программа *Mathcad* и реализованный в ней численный метод решения

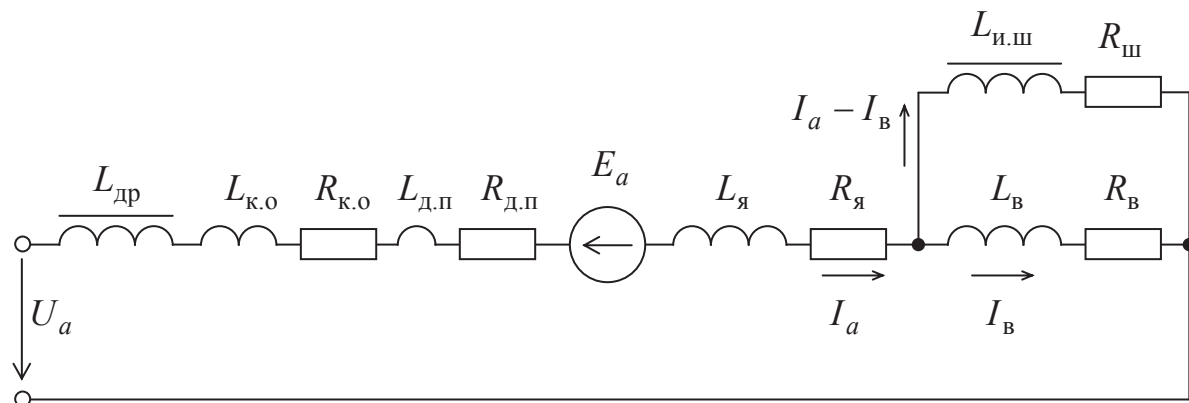


Рис. 2. Схема замещения силовой цепи электровоза ВЛ-10

систем дифференциальных уравнений Рунге–Кутты четвертого порядка, позволяющий с необходимой точностью найти численные решения и визуализировать их в виде графиков зависимости тока якоря от времени $I_a = f(t)$.

В результате решения системы уравнений получены графики изменения тока якоря ТЭД в переходных режимах. Одна из характерных кривых изменения тока якоря при переключении с полного на ослабленное возбуждение представлена на рис. 3. По расчетным кривым определен ряд значений производной тока якоря по времени dI_a/dt , как тангенс угла α между осью абсцисс и касательной к кривой тока якоря в начале переходного процесса.

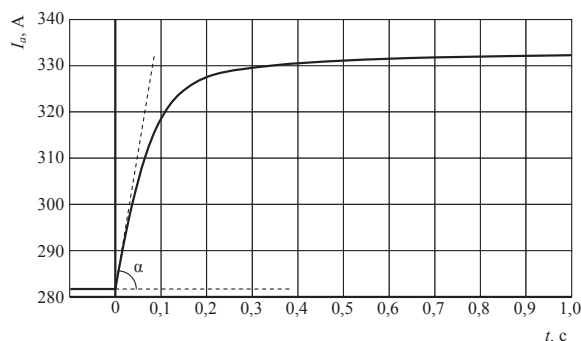


Рис. 3. Расчетная кривая тока якоря в переходном процессе при переключении с режима полного на первый режим ослабления возбуждения

Статистическая обработка результатов, полученных на расчетном перегоне для переходных процессов при переключениях в силовой цепи, позволила получить гистограммы распределения скорости изменения тока якоря. Одна из характерных гистограмм, соответствующих переходу с полного на ослабленное возбуждение для рассматриваемого участка железной дороги, приведена на рис. 4. Количество интервалов группирования на гистограмме выбрано в соответствии с формулой Стерджеса [4].

Полученная гистограмма наглядно отображает распределение значений производной тока якоря для рассмотренного перегона и может быть ис-

пользована в качестве исходной информации для уточнения условий приемо-сдаточных испытаний, необходимых для решения задачи обеспечения возможности испытательной станции моделировать переходные процессы, соответствующие тем, что ТЭД испытывает в эксплуатации. В частности, из гистограммы видно, что производная тока якоря ТЭД на рассмотренном перегоне наиболее часто имеет значение от 100 до 200 А/с, а максимальное значение не превышает 800 А/с.

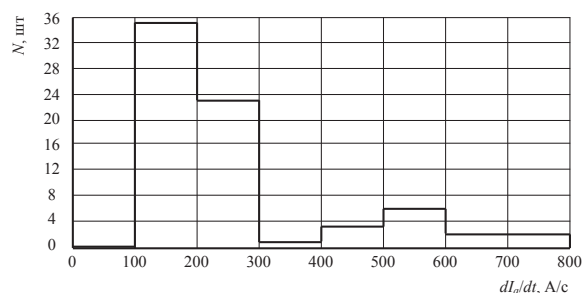


Рис. 4. Гистограмма распределения скорости изменения тока dI_a/dt

Выводы

1. В связи со значительным ухудшением условий коммутации в нестационарных режимах предложено при приемо-сдаточных испытаниях проводить оценку коммутационной устойчивости ТЭД не только в стационарных, но и в переходных режимах.
2. На основании численного решения системы дифференциальных уравнений, описывающих переходные процессы в якорной цепи ТЭД, предложена методика получения информации необходимой для формирования требований к силовому оборудованию испытательной станции тяговых электродвигателей.
3. Результаты математического моделирования переходных процессов в якорной цепи ТЭД позволяют провести оценку возможности реализации необходимых переходных режимов на существующих испытательных станциях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 2582-81. Машины электрические вращающиеся тяговые. Общие технические условия.
2. Авилов В.Д. Методы анализа и настройки коммутации машин постоянного тока. — М.: Энергоатомиздат, 1995. — 237 с.
3. Кикнадзе О.А. и др. Электровозы ВЛ-10 и ВЛ-10У. Руководство по эксплуатации. — М.: Транспорт, 1981. — 519 с.
4. Абенгауз Г.Г. Справочник по вероятностным расчетам. — М.: Воениздат, 1970. — 536 с.

Поступила 24.01.2012 г.

ВЕКТОРНО-АЛГОРИТМИЧЕСКИЙ МЕТОД РАСЧЕТА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Т.М. Халина, М.И. Стальная, С.Ю. Еремочкин

Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, г. Барнаул

E-mail: Vens-1@yandex.ru

Рассмотрен векторно-алгоритмический метод расчета электрической мощности и электромагнитного момента на валу трехфазного асинхронного короткозамкнутого электродвигателя при его питании от однофазной сети переменного тока. Сформулирован алгоритм расчета мощности и электромагнитного момента электродвигателя при векторно-алгоритмическом управлении.

Ключевые слова:

Векторно-алгоритмическое управление, векторно-алгоритмический метод, расчет электрической мощности и электромагнитного момента, асинхронный короткозамкнутый электродвигатель.

Key words:

Vector-algorithmic control, vector-algorithmic method, calculation of electric power and electromagnetic torque, asynchronous short-circuited electric motor.

Для электрификации фермерских хозяйств применяют простые и экономичные решения по распределению электроэнергии. Для отдельных отдаленных маломощных хозяйств экономически оправдано применение однофазной системы электроснабжения [1, 2].

При непосредственном питании от однофазной сети переменного тока для запуска, работы и регулирования скорости трехфазного асинхронного короткозамкнутого электродвигателя целесообразно использовать специальные схемы питания, на основе векторно-алгоритмического управления [3, 4]. Однако использование известных методик расчета мощности и электромагнитного момента электродвигателя невозможно по причине несинусоидальной формы напряжения, поступающего на обмотки электродвигателя, и неравенства напряжения на разных статорных обмотках. В связи с этим был разработан специализированный векторно-алгоритмический метод расчета мощности и электромагнитного момента трехфазного электродвигателя, питающегося от однофазной сети, при векторно-алгоритмическом управлении [5].

Прежде всего, задаются параметры электродвигателя: номинальное напряжение U_n , число полуволн напряжения в периоде регулирования m , частота питающей сети $f_{\text{сети}}$, количество промежутков коммутации Z в одном полупериоде частоты регулирования, количество участков тактирования K в каждом промежутке коммутации Z (рис. 1). Количество промежутков коммутации Z одинаково для каждой из трех обмоток (A, B, C).

Рассчитываются величины промежутка Z_i в градусах (секундах), величина одного участка тактирования внутри участка коммутации Z_i в градусах (секундах), причем число участков тактирования K в каждом из промежутков коммутации Z_i полупериода питающей сети является постоянной величиной.

Определяется способ соединения статорных обмоток электродвигателя – треугольник или звезда,

причем алгоритм расчета для каждого способа соединения статорных обмоток различный.

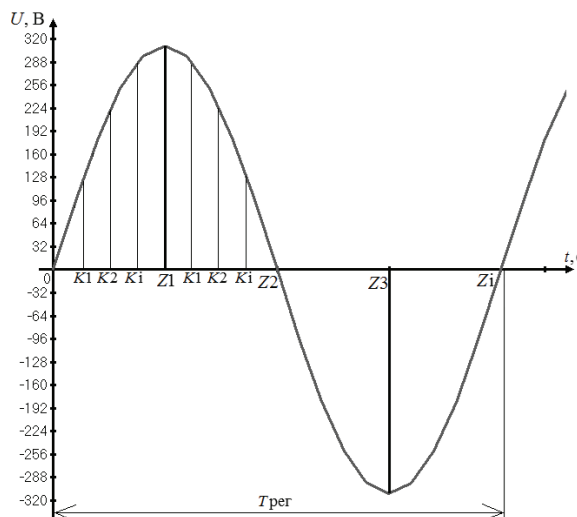


Рис. 1. Осциллограмма напряжения, поясняющая формирование промежутков коммутации и участков тактирования

Алгоритм расчета для соединения статорных обмоток электродвигателя в треугольник. В каждый из промежутков коммутации Z_i определяется для каждой из обмоток приложенное к ней напряжение $U_{\text{обм}}$, и при этом учитывается направление протекающего по ней тока, а, следовательно, и потока. Всегда для одной из обмоток напряжение будет либо $+U_m \sin \omega t_i$, либо $-U_m \sin \omega t_i$, а для двух других – либо $+\frac{U_m}{2} \sin \omega t_i$, либо $-\frac{U_m}{2} \sin \omega t_i$. В течение всего времени t_i внутри участка Kj напряжение считается постоянным. При этом на каждом из Kj участков тактирования значения напряжения в конце участка находятся по формуле:

$$U = U_m \sin \omega t_i, \quad (1)$$

где U_m – максимальное значение питающего синусоидального напряжения, поступающего на статор-

ные обмотки электродвигателя; ω – угловая частота переменного питающего напряжения.

$$U_m = \sqrt{2}U_{\text{сети}}; \quad (2)$$

$$\omega = 2\pi f, \quad (3)$$

где f – частота напряжения сети, 50 Гц.

В каждом из Kj участков тактирования производится векторное сложение полученных значений напряжений по теореме косинусов:

$$U_a + U_b = \sqrt{U_a^2 + U_b^2 + 2U_a U_b \cos \alpha}. \quad (4)$$

Причем сначала производится векторное сложение по теореме косинусов двух значений с напряжением либо $+\frac{U_m}{2}\sin\omega t_i$, либо $-\frac{U_m}{2}\sin\omega t_i$.

Угол между ними $\alpha=120^\circ$, значения напряжения на обмотках берутся по модулю. Затем к рассчитанному значению прибавляется третье значение напряжения либо $+U_m\sin\omega t_i$, либо $-U_m\sin\omega t_i$, взятое также по модулю в направлении тока, протекающего по этой обмотке, по формуле:

$$U_{KjZiABC} = \sum_0^j (U_{KjZiA} + U_{KjZiB} + U_{KjZiC}), \quad (5)$$

где $U_{KjZiABC}$ – суммарное значение векторов напряжения статорных обмоток электродвигателя на участке тактирования Kj в промежутке коммутации Zi ; i – количество промежутков коммутации Z в периоде регулирования; j – количество участков тактирования K в промежутке коммутации Zi ; U_{KjZiA} , U_{KjZiB} , U_{KjZiC} – значения вектора напряжения обмотки A , B и C соответственно на участке тактирования Kj в промежутке коммутации Zi .

Алгоритм расчета для соединения статорных обмоток электродвигателя в звезду. В каждый из промежутков коммутации Zi определяется для каждой из обмоток приложенное к ней напряжение $U_{\text{обм}}$ с учетом направления протекающего по ней тока: либо $+U_m\sin\omega t_i$, либо $-U_m\sin\omega t_i$, либо $U_{\text{обм}}=0$ (обмотка не работает).

На каждом из Kj участков тактирования значения напряжения находятся по формуле (1). Значения U_m и ω определяются по формулам (2) и (3) соответственно. В каждом из Kj участков тактирования производится векторное сложение полученных значений напряжений по формуле (4). В формуле (4) все значения напряжений на статорных обмотках электродвигателя берутся по модулю.

Если напряжение на двух обмотках $U_{\text{обм}}=0$, то результирующим будет напряжение на третьей обмотке. Если напряжение на одной из обмоток $U_{\text{обм}}=0$, то угол между двумя другими векторами будет либо $\alpha=120^\circ$ при одинаковом направлении токов в обмотках (положительном или отрицательном), либо $\alpha=60^\circ$ при разном направлении токов в обмотках.

Если напряжение есть на всех трех обмотках, то сначала суммируются вектора напряжений двух обмоток с положительным направлением тока или с отрицательным направлением тока, причем угол между данными векторами составляет $\alpha=120^\circ$. За-

тем к полученному значению прибавляется напряжение на третьей обмотке ($\alpha=0^\circ$) по модулю. Таким образом, получают суммарное значение напряжения на статорных обмотках в каждый из Kj участков, формула (5).

Далее порядок расчета одинаков и для схемы соединения статорных обмоток «звезда», и для схемы «треугольник». Находится суммарное значение векторов напряжения статорных обмоток электродвигателя в периоде регулирования $\Sigma U_{1\phi}$ по формуле:

$$\Sigma U_{1\phi} = \sum_0^i (U_{Z1} + U_{Z2} + \dots + U_{Zi}), \quad (6)$$

где U_{Zi} – суммарное значение векторов напряжения трех статорных обмоток электродвигателя в периоде коммутации Zi .

Формулу (6) можно представить в виде:

$$\Sigma U_{1\phi} = \sum_0^i ((U_{Z1A} + U_{Z1B} + U_{Z1C}) + (U_{Z2A} + U_{Z2B} + U_{Z2C}) + \dots + (U_{ZiA} + U_{ZiB} + U_{ZiC})),$$

где U_{Zi} – суммарное значение векторов напряжения трех статорных обмоток электродвигателя в периоде коммутации Zi .

Причем полученные после векторного сложения значения напряжения на каждом из Kj участков тактирования в периоде коммутации Zi суммируются по формуле:

$$\begin{aligned} \Sigma U_{1\phi} = & \sum_0^i \sum_0^j (((U_{K1Z1A} + U_{K1Z1B} + U_{K1Z1C}) + \\ & + (U_{K2Z1A} + U_{K2Z1B} + U_{K2Z1C}) + \dots + \\ & + (U_{KjZ1A} + U_{KjZ1B} + U_{KjZ1C})) + \\ & + ((U_{K1Z2A} + U_{K1Z2B} + U_{K1Z2C}) + (U_{K2Z2A} + U_{K2Z2B} + \\ & + U_{K2Z2C}) + \dots + (U_{KjZ2A} + U_{KjZ2B} + U_{KjZ2C})) + \\ & + ((U_{K1ZiA} + U_{K1ZiB} + U_{K1ZiC}) + (U_{K2ZiA} + \\ & + U_{K2ZiB} + U_{K2ZiC}) + \dots + (U_{KjZiA} + U_{KjZiB} + U_{KjZiC}))), \end{aligned}$$

где U_{KjZi} – суммарное значение векторов напряжения трех статорных обмоток электродвигателя в участке тактирования Kj в промежутке коммутации Zi .

Среднее значение вектора напряжения $U_{\text{ср.1}\phi}$ на статорных обмотках в периоде регулирования электродвигателя, питающегося от однофазного источника электроэнергии, находится по формуле:

$$U_{\text{ср.1}\phi} = \frac{\Sigma U_{1\phi}}{i \cdot j}.$$

Как известно [6], электромагнитный момент электродвигателя определяется по формуле:

$$M = \frac{m_1 U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{\omega_0 \left[\left(r_1 + \frac{r_2'}{s} \right)^2 + (x_1 + x_2')^2 \right]}, \quad (7)$$

где U_1 – значение напряжения на статорных обмотках электродвигателя.

При постоянных значениях активного и индуктивного сопротивлений обмотки статора, реактивного сопротивления рассеяния, скольжения и оборотов электродвигателя можно считать, что момент пропорционален квадрату приложенного напряжения, то есть:

$$M \equiv U_1^2. \quad (8)$$

С учетом формул (7) и (8) можно найти отношение моментов, развиваемых электродвигателем при питании от однофазной и трехфазной сети, как отношение напряжения $U_{\text{ср.1ф}}$ к среднему значе-

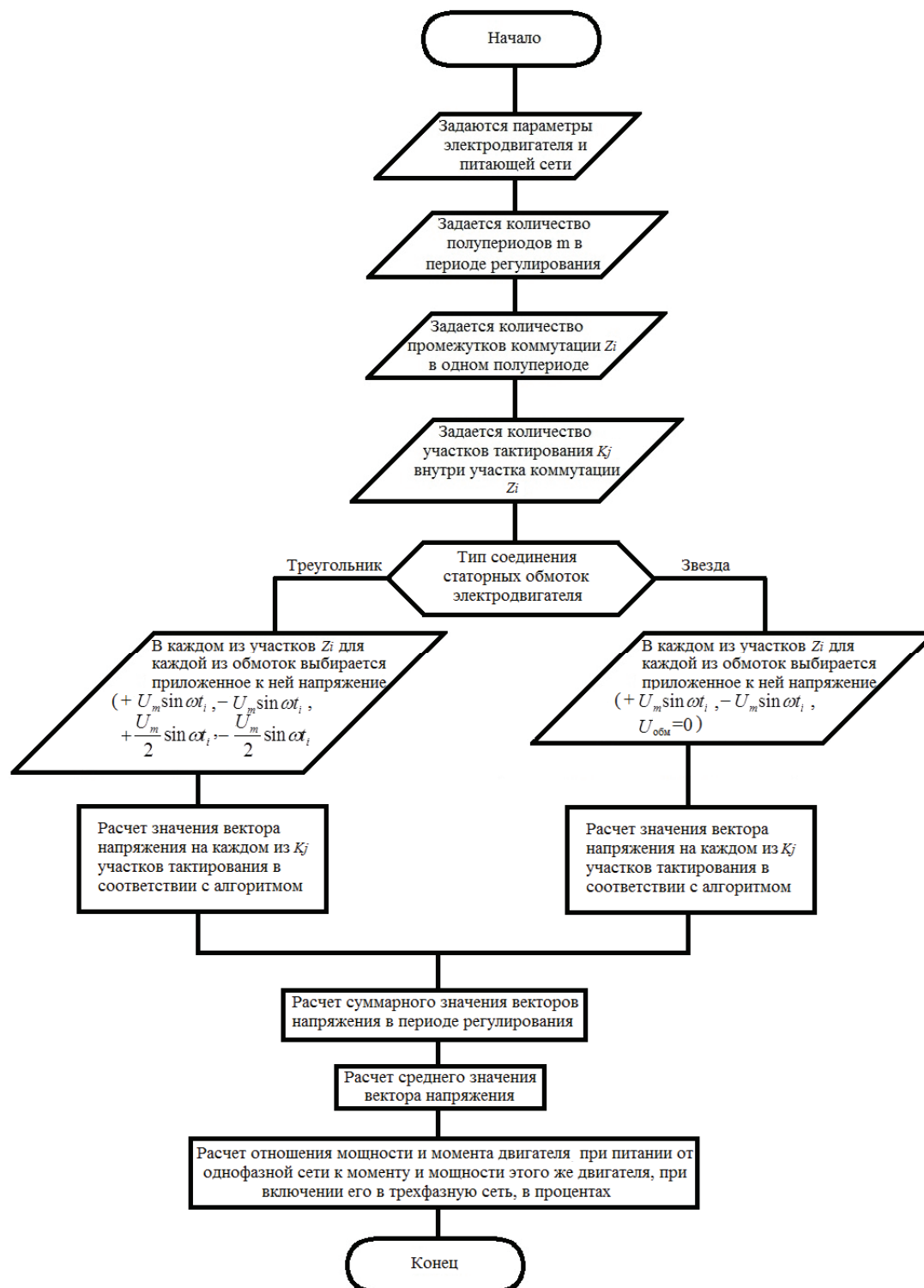


Рис. 2. Обобщенная блок-схема алгоритма расчета мощности и электромагнитного момента, развиваемого электродвигателем при векторно-алгоритмическом управлении

нию вектора напряжения, вычисленного по выше-приведенной методике, но при включении двигателя в трехфазную сеть:

$$\frac{M_{1\phi}}{M_{3\phi}} = \frac{U_{\text{ср.1}\phi}^2}{U_{\text{ср.3}\phi}^2} 100 \%, \quad (9)$$

где $M_{1\phi}$ и $M_{3\phi}$ — момент, развиваемый электродвигателем при питании от одно- или трехфазной сети; $U_{\text{ср.3}\phi}$ — среднее значение вектора напряжения на статорных обмотках электродвигателя при питании от трехфазного источника электроснабжения.

Как известно, мощность на валу электродвигателя определяется развиваемым электродвигателем моментом и скоростью, в соответствие с формулой:

$$P \approx M_{\text{дв}} \omega. \quad (10)$$

Тогда при $\omega = \text{const}$, с учетом формул (8) и (10), получаем:

$$\begin{aligned} P_{1\phi} &\approx M_{1\phi} \omega; \\ P_{3\phi} &\approx M_{3\phi} \omega, \end{aligned}$$

где $P_{1\phi}$ и $P_{3\phi}$ — мощность на валу электродвигателя, питающегося от одно- или трехфазной сети.

Из формул (7)–(10) отношение мощности $P_{1\phi}$ к мощности $P_{3\phi}$ находится по формуле:

$$\frac{P_{1\phi}}{P_{3\phi}} = \frac{M_{1\phi}}{M_{3\phi}} = \frac{U_{\text{ср.1}\phi}^2}{U_{\text{ср.3}\phi}^2} \cdot 100 \%.$$

На основании методики расчета мощности и электромагнитного момента, развиваемого электродвигателем при векторно-алгоритмическом управлении, составлена обобщенная блок-схема алгоритма расчета (рис. 2).

На основании блок-схемы алгоритма расчет мощности и электромагнитного момента, развиваемого электродвигателем при векторно-алгоритмическом управлении, возможно написание специализированной программы расчета.

Выводы

Предложен векторно-алгоритмический метод, позволяющий производить расчет как численного, так и относительного значения электрической мощности и электромагнитного момента на валу трехфазного асинхронного короткозамкнутого двигателя при питании от однофазной сети при векторно-алгоритмическом управлении. Суть метода сформулирована в виде словесного алгоритма и представлена в виде блок-схемы. Показано, что преимуществом метода является возможность расчета мощности и электромагнитного момента трехфазного асинхронного электродвигателя, запуск и работа которого осуществляется от однофазной сети посредством векторно-алгоритмической коммутации статорных обмоток при отсутствии непрерывной синусоидальности напряжения, поступающего на статорные обмотки электродвигателя, а также при неравенстве напряжения по величине на разных обмотках.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коломиец А.П., Кондратьева Н.П., Владыкин И.Р., Юран С.И. Электропривод и электрооборудование. — М.: КолосС, 2006. — 328 с.
2. Khalina T.M., Stalnaya M.I., Eremochkin S.Y. The rational use of the three phase asynchronous short circuited electric motors in a single phase network // Proc. VII Intern. Conf. on Technical and Physical Problems of Power Engineering (ICTPE-2011). — Lefkosa, 2011. — № 22. — P. 105–107.
3. Однофазно-трехфазный транзисторный реверсивный коммутатор, ведомый однофазной сетью: пат. 109356 Рос. Федерация. № 2011120731/07; заявл. 23.05.2011; опубл. 27.10.2011, Бюл. № 30. — 2 с.
4. Преобразователь частоты, ведомый однофазной сетью переменного тока, для питания однофазного асинхронного двигателя: пат. 109938 Рос. Федерация. № 2011120730/07; заявл. 23.05.2011; опубл. 10.10.2011, Бюл. № 30. — 2 с.
5. Еремочкин С.Ю., Стальная М.И. Векторно-алгоритмический метод круговых диаграмм для расчета электрической мощности и электромагнитного момента на валу трехфазного асинхронного короткозамкнутого двигателя при питании от однофазной сети // Наука и молодежь-2011: Матер. VIII Всеросс. научно-техн. конф. — Барнаул, 2011. URL: <http://edu.secna.ru/publication/5/release/54/attachment/21/> (дата обращения: 14.02.2012).
6. Чиликин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода. — М.: Энергоатомиздат, 1981. — 586 с.

Поступила 17.02.2012 г.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ТОРЦЕВОМ СИНХРОННОМ ГЕНЕРАТОРЕ С МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

М.Г. Архипцев, А.Л. Встовский, В.И. Пантелеев, К.С. Федий

Политехнический институт Сибирского Федерального университета, г. Красноярск

E-mail: maximus_09@mail.ru

Разработана математическая модель переходных процессов низкоскоростного торцевого синхронного генератора на методологической основе обобщенного электромеханического преобразователя, для определения параметров которой используется полевая электромагнитная модель исследуемого генератора.

Ключевые слова:

Торцевой синхронный генератор, постоянные магниты, переходные процессы, распределение магнитного поля.

Key words:

End synchronous generator, permanent magnets, transients, magnetic field distribution.

Низкоскоростные генераторы мощностью в 30–50 кВт оказываются все более востребованы в связи с повышенным интересом к возобновляемым источникам электроснабжения (ВИЭ): ветроэнергостанциям, деривационным и свободнопоточным мини- и микроГЭС. Турбина свободнопоточной микроГЭС вращается с частотой (85–250) об/мин, при прямом приводе генератора от турбины для получения промышленной частоты необходим герметизированный низкоскоростной синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов.

В Сибирском федеральном университете (г. Красноярск) разработан низкоскоростной торцевой синхронный генератор (НТСГ) с возбуждением от постоянных магнитов [1].

В нем распределенная обмотка статора выполнена в виде обмоточных модулей, которые крепятся к ядру активными пакетами, состоящими из изолированных стальных пластин (элементарные зубцы) и слоев обмоточного провода. Такое построение активной зоны статора позволило значительно увеличить число полюсов (до 20–50). Ротор выполнен в виде массивного диска из ферромагнитного материала, на котором размещены постоянные магниты трапецеидальной формы, фиксируемые полюсными наконечниками. Полюсные наконечники имеют уменьшенное к краям полюсов сечение для улучшения формы магнитного поля в зазоре машины.

Созданная для электромагнитного расчета математическая модель НТСГ применима и для расчета других конструкций генераторов с постоянными магнитами. Основная задача расчета магнитной системы проектируемого генератора с постоянными магнитами [2] заключалась в определении оптимальной по габаритам, массе, стоимости и другим показателям конструкции, обеспечивающей в рабочем зазоре заданное значение магнитного потока.

Особенностями любой локальной системы электроснабжения, питающейся от ВИЭ, являются соизмеримость мощностей источника энергии

и потребителя, частые переходные процессы, связанные с изменениями нагрузки потребителя; существенная зависимость мощности приводного двигателя от водного потока или скорости ветра. Для стабилизации выходного напряжения и частоты любой возобновляемый источник электроснабжения оснащается системой управления, выбор элементов которой зависит от величины переходных токов. В этой связи актуальным является исследование переходных процессов в генераторе с целью обеспечения работоспособности системы электроснабжения, снижения массы, габаритов и стоимости энергоустановки.

Настоящая статья имеет целью разработку математической модели переходных процессов НТСГ на методологической основе обобщенного электромеханического преобразователя, для определения параметров которой используется полевая электромагнитная модель исследуемого генератора [2] и магнитные схемы замещения.

При математическом описании синхронной машины сделан ряд общепринятых допущений, которые дают возможность вместо реальной машины с достаточной степенью точности исследовать идеализированную синхронную машину [3].

В генераторах малой мощности активное сопротивление обмотки статора соизмеримо с индуктивным сопротивлением рассеяния и существенно влияет на характер переходных процессов. Поэтому в математической модели переходных процессов НТСГ учтено влияние активного сопротивления, которое сокращает длительность процессов, и они становятся затухающими, амплитуда тока не возрастает. Перечисленные показатели имеют существенное значение для построения системы управления, от которой зависят качество стабилизации напряжения и его частоты.

Магнитные свойства стабилизированных магнитов характеризуются внутренней магнитной проводимостью, что позволяет заменить ротор НТСГ с магнитами и полюсными наконечниками некоторой фиктивной обмоткой возбуждения и стержнями демпферной обмотки, подключенны-

ми к источнику тока и создающей МДС F_{m0} [4]. В этом случае $I_{m0} = \text{const}$.

При анализе переходных процессов типа «сброс—наброс нагрузки», «короткое замыкание» демпферную обмотку можно не учитывать в связи с примерным постоянством частоты вращения ротора. В результате уравнения равновесия напряжений синхронного генератора с постоянными магнитами можно записать аналогично уравнениям обычной синхронной машины.

Для выполнения расчетов в одной системе координат параметры роторной обмотки приведены к параметрам статорной обмотки.

Исходя из вышесказанного и учитывая, что потокосцепление есть произведение индуктивностей на соответствующие токи, дифференциальные уравнения машины представим в виде:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= L_d di_d / dt + \omega_f \cdot L_{dm} I_{m0} - \omega_f \cdot L_q i_q + r_a i_d \\ u_q &= L_q di_q / dt + \omega_f \cdot [L_d i_d + L_{dm} I_{m0}] + r_a i_q \\ u_f &= L_{ad} di_d / dt + \omega_f \cdot L_{dm} I_{m0} + r_f I_{m0} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где L_d, L_q — полные индуктивности обмотки якоря по продольной и поперечной осям; u_d, u_q — напряжения обмотки статора по продольной и поперечной осям; u_f — напряжение обмотки возбуждения; L_{ad} — взаимная индуктивность между обмоткой якоря и возбуждения; i_d, i_q — токи статора по продольной и поперечной осям, соответственно; r_a, r_f — активные сопротивления статора и обмотки возбуждения; L_{dm} — взаимная индуктивность между обмоткой возбуждения и обмоткой якоря; I_{m0} — эквивалентный ток возбуждения; $\omega_f \cdot L_{dm} I_{m0}$ — потокосцепление обмоток статора и ротора по продольной оси с полем постоянных магнитов.

Уравнения (1) устанавливают связь между напряжениями и токами машины. В них в качестве коэффициентов входят активные сопротивления

обмоток якоря, возбуждения и индуктивности само- и взаимной индукции обмоток, зависящие от формы магнитного поля в рабочем зазоре и, следовательно, от конструкции ротора. Расчетная полевая модель НТСГ с постоянными магнитами для определения электрических параметров представлена на рис. 1.

По расчетной модели составлена схема замещения магнитной цепи для потока реакции якоря по продольной оси (рис. 2, а). Сопротивление в схеме замещения — это величина обратная магнитной проводимости. Магнитные проводимости определяют величину индуктивных сопротивлений: x_d, x_q, x_{dm}, x_{ad} — пропорциональных ($x = \omega L$) соответствующим индуктивностям в уравнении (1).

Коэффициенты формы поля, входящие в формулы магнитных сопротивлений, определяются разложением в гармонический ряд индукций соответствующих полей. В синхронных машинах с постоянными магнитами воздушный зазор равномерен и невелик, а длина полюсной дуги значительна. Поле в рабочем зазоре в пределах полюсной дуги для ротора распределено по прямоугольному закону, для статора — по закону близкому к синусоидальному (рис. 2, б), а в промежутках между полюсами равно нулю.

Для расчета коэффициента формы поля продольной реакции якоря k_d определим первую гармонику индукции в зазоре, исходя из рис. 2, б:

$$\begin{aligned} B_{ad1} &= \frac{2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2} + \alpha_1}^{\frac{\pi}{2} - \alpha_1} B_{ad} \cos^2 \alpha d\alpha = \\ &= \frac{B_{ad} \cdot (\pi - 2 \cdot \alpha_1 + \sin(2 \cdot \alpha_1))}{\pi}, \end{aligned}$$

где B_{ad} — магнитная индукция реакции якоря по продольной оси, Тл; $2\alpha_1$ — межполюсное расстояние, рад.

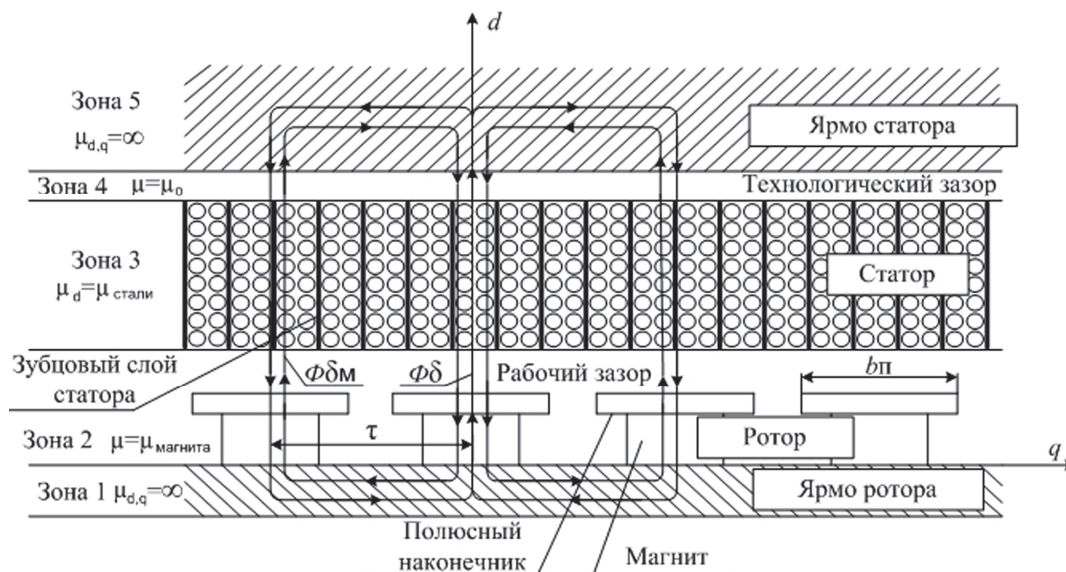


Рис. 1. Расчетная модель явнополюсного генератора. $\Phi_{\delta m}$ — магнитный поток, создаваемый постоянным магнитом; Φ_{δ} — рабочий поток НТСГ; b_p — ширина полюсного наконечника; τ — полюсное деление.

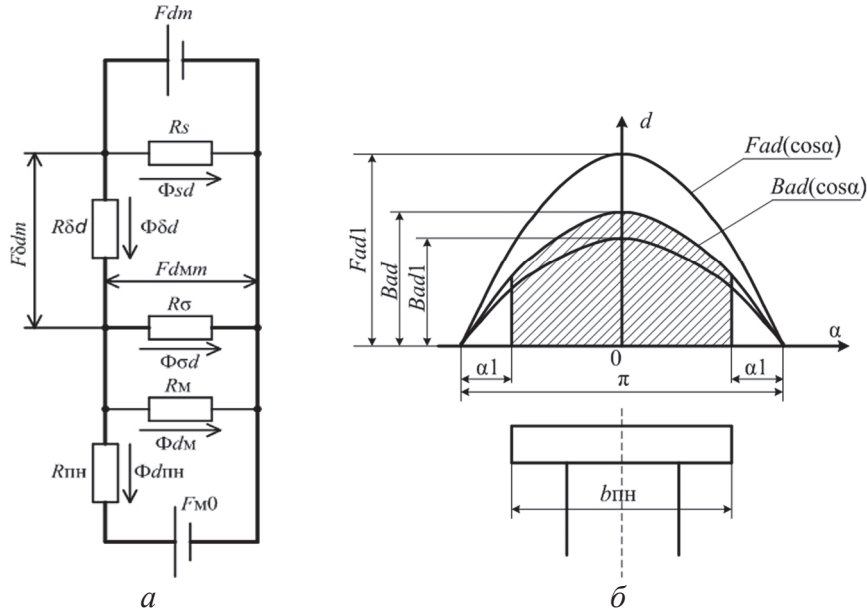


Рис. 2. Схема замещения магнитной цепи (а) и распределение магнитного поля потока реакции якоря по продольной оси (б)

Откуда коэффициент

$$k_d = B_{ad1} / B_{ad} = \frac{(\pi - 2 \cdot \alpha_1 + \sin(2 \cdot \alpha_1))}{\pi}.$$

Аналогично определяются индукции и коэффициенты формы поля для схем с другими распределениями магнитного поля реакции якоря и магнитного поля магнита.

Магнитное сопротивление воздушного зазора $R_{\delta d}$ для потока $\Phi_{\delta d}$ будет равно:

$$R_{\delta d} = \frac{F_{\delta dm}}{\Phi_{\delta d}} = \frac{\pi \cdot \delta \cdot k_{\delta}}{2 \cdot \mu_0 \cdot \tau \cdot l_{\delta} \cdot k_{\phi d} \cdot k_d} = \frac{1}{\Lambda_{\delta d}},$$

где δ – воздушный зазор; k_{δ} – коэффициент Картера; μ_0 – магнитная проницаемость воздуха; τ – полюсное деление по внутреннему диаметру генератора; l_{δ} – активная длина пакета статора; $k_{\phi d}$ – коэффициент формы поля по продольной оси; $\Lambda_{\delta d}$ – проводимость воздушного зазора по продольной оси.

Аналогично определяются магнитные сопротивления $R_{\delta d}$ для потока $\Phi_{\delta d}$; $R_{\delta m}$ рабочего зазора для потока $\Phi_{\delta m}$; R_m полюса магнита по продольной оси; R_s рассеяния якоря.

Магнитные проводимости получены как обратная величина соответствующих сопротивлений в схеме замещения (рис. 2, а). С учетом магнитных проводимостей получены индуктивные сопротивления. Так, главное индуктивное сопротивление якоря по продольной оси машины:

$$x_{ad} = \frac{2 \cdot m \cdot f_1 \cdot W_1^2 \cdot k_{01}^2}{p} \cdot \Lambda_{ad1},$$

где m – число фаз статора; f_1 – частота выходного напряжения генератора; W_1 – число витков статора; k_{01} – обмоточный коэффициент; $\Lambda_{ad1} = \Lambda_{ad} / k_{\phi d}$ –

магнитная проводимость воздушного зазора по продольной оси, определенная из:

$$\Lambda_{ad} = \frac{1}{R_{\delta d}} \cdot \frac{(1/R_{\sigma} + 1/R_m)}{(1/R_{\delta d} + 1/R_{\sigma} + 1/R_m)}.$$

Главное индуктивное сопротивление якоря по поперечной оси машины:

$$x_{aq} = \frac{2 \cdot m \cdot f_1 \cdot W_1^2 \cdot k_{01}^2}{p} \cdot \Lambda_{aq1},$$

где $\Lambda_{aq1} = \frac{1}{k_{\phi q} R_{aq}}$ – магнитная проводимость воздушного зазора по поперечной оси.

Полные индуктивные сопротивления якоря:

$$x_s = 2 \cdot p \cdot f_1 \cdot W_1^2 \cdot \Lambda_s;$$

$$x_d = x_{ad} + x_s; \quad x_q = x_{aq} + x_s.$$

Для исследования переходных режимов в электрических машинах удобнее использовать операторный метод. Принимая частоту вращения ротора неизменной, вводя относительное время и переходя от оригиналов переменных функций к их изображениям, систему дифференциальных уравнений (1) представим в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} U_d(p) &= x_d \cdot i_d(p) + x_{dm} \cdot I_{m0} - x_q \cdot i_q(p) + r_{ad} i_d(p) \\ U_q(p) &= x_q \cdot i_q(p) + [x_d i_d + x_{dm} I_{m0}](p) + r_a i_q(p) \\ U_f(p) &= x_{ad} p \cdot i_d(p) + x_{dm} p \cdot I_{m0}(p) + r_f I_{m0}(p) \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где $U_d(p)$, $U_q(p)$ – изображения выходных напряжений генератора; $U_f(p)$ – изображение напряжения обмотки возбуждения; $i(p)$ – изображения токов.

Решив систему уравнений (2) относительно токов после несложных преобразований, получим:

$$i_d(p) = - \frac{\left\{ U_d(p) \cdot Z_q(p) + U_q(p) \cdot x_q + I_{m0} \times \right.}{Z_d(p) \cdot Z_q(p) + x_d \cdot x_q};$$

$$i_q(p) = \frac{\left\{ U_d(p) \cdot x_q + U_q(p) \cdot Z_d(p) - I_{m0} \times \right.}{Z_d(p) \cdot Z_q(p) + x_d \cdot x_q},$$

где $Z_d(p)=r_a+px_d$, $Z_q(p)=r_a+px_q$, соответственно, полные операторные сопротивления синхронного генератора по продольной и поперечной осям.

С помощью теоремы разложения определяются корни уравнения. В данном случае они равны:

$$p_1 = -1/T_d';$$

$$p_{2,3} = -\frac{r_a}{x_2} \pm \sqrt{(r_a/x_2)^2 - 1 - r_a^2/(x_d'x_q)}, \quad (3)$$

где $T_d' = \frac{x_d'}{x_d} \cdot \frac{L_{dm}}{r_f}$ – постоянная времени обмотки возбуждения [4], которая определяется через операторное индуктивное сопротивление $x_d(p)$ и равна

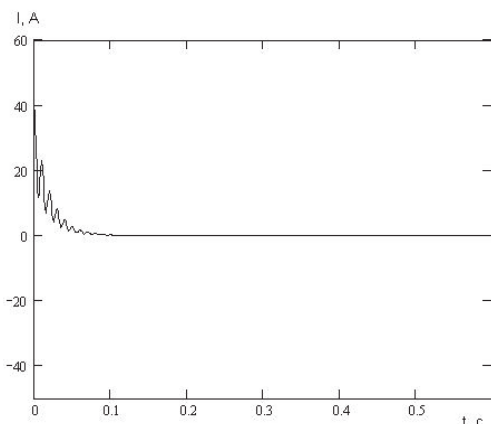
0,15...0,2 с; $x_d' = x_s + \frac{1}{1/x_{ad} + 1/x_{dm}}$ – переходное индуктивное сопротивление якоря по продольной оси; $x_2 = \frac{2 \cdot x_d' \cdot x_q}{x_d + x_q}$ – индуктивное сопротивление

обратной последовательности, обусловленное свободной составляющей тока статорной обмотки.

Выражение под квадратным корнем в (3) равно мнимой единице, так как $r_a^2 < x_2^2$.

После определения корней, определяются оригиналы токов. Общее выражение для результирующего тока трехфазного короткого замыкания выглядит следующим образом:

$$i_k(t) = I_{la}(t) - [I_m' \exp(-t/T_d') + I_m] \cos \omega t, \quad (4)$$



а

где

$$I_{la}(t) = 0,5 \cdot \sqrt{2} \cdot E_o \times$$

$$\times \left[\left(\frac{1}{x_d'} + \frac{1}{x_q} \right) \cos \varphi + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_q} \right) \cos(2\omega t) \right] \exp(-t/T_a)$$

– свободная составляющая тока короткого замыкания, затухает вследствие наличия в обмотках статора активного сопротивления; E_o – ЭДС обмотки

статора на холостом ходу; $I_m' = E_o \cdot \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right) \cdot \sqrt{2}$ –

амплитуда переходного тока короткого замыкания; $I_m = \sqrt{2} E_o / x_d$ – амплитуда установившегося тока короткого замыкания; x_s – индуктивное сопротивление рассеяния; x_{ad} – главное индуктивное сопротивление якоря по продольной оси; γ – угол поворота ротора, равен 0; $T_a = x_d / r_a$ – постоянная времени свободной составляющей тока короткого замыкания, определяется из корней уравнения $p_{2,3}$.

Из уравнения (4) видно, что свободная составляющая имеет колебательный характер (рис. 3, а), это обусловлено тем, что магнитное поле пульсирует с частотой $2f_1$, так как в машинах с постоянными магнитами вследствие низкой магнитной проницаемости магнитов $\mu \leq 2\mu_0$.

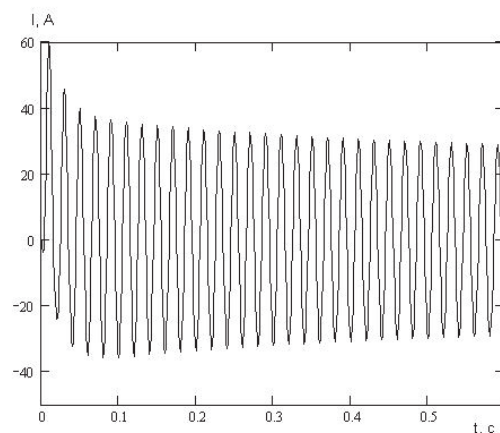
По разработанной математической модели рассчитаны токи трехфазного короткого замыкания для низкоскоростного торцевого синхронного генератора мощностью 5 кВт, напряжением промышленной частоты 220/380 В и частотой вращения 250 об/мин.

Построив кривые отдельных составляющих и сложив их ординаты, получим результирующую кривую тока короткого замыкания.

Выражение установившегося тока короткого замыкания примет вид:

$$i_{km} = I_m \cos \omega t.$$

Временные зависимости свободной составляющей и результирующего тока короткого замыкания представлены на рис. 3, а, б.



б

Рис. 3. Графики а) свободной составляющей; б) результирующего тока короткого замыкания в абсолютных единицах

В таблице приведены расчетные значения амплитуд токов и постоянных времени для генераторов различной мощности, имеющие удовлетворительную сходимость с экспериментальными значениями.

Таблица. Значения амплитуд токов и постоянных времени для генераторов различной мощности

Мощности генераторов, кВт	Амплитуда установившегося тока короткого замыкания	Амплитуда ударного тока	Постоянная времени T_d'	Постоянная времени T_d
$P=1...3$	$1,5I_n$	$3I_n$	$(0,06...0,2)с$	$(0,01...0,02)с$
$P=5...10$	$(2...2,5)I_n$	$(5...7)I_n$	$(0,2...0,4)с$	$(0,2...0,03)с$
$P=10...20$	$(3,5...4,5)I_n$	$(8...11)I_n$	$(0,3...0,5)с$	$(0,03...0,04)с$

В результате взаимодействия вынужденной и свободной составляющих тока ротора кратность токов в обмотках дополнительно возрастает. При этом свободная составляющая тока затухает с постоянной времени T_d обмотки статора.

Вследствие этого суммарный ток короткого замыкания стремится поддержать неизменным потокосцепление, имеет колебательный характер и изменяется во времени так, как показано на рис. 3, б. При этом амплитуда периодической составляющей тока уменьшается с изменением индуктивных сопротивлений от значения x_d' до x_d . Знакопеременные моменты, возникающие в результате взаимодействия магнитных потоков, весьма велики и опасны для целостности обмоток.

Кроме того, в начальный момент короткого замыкания машина испытывает сильный удар, за счет резко возросших токов статорной обмотки и кинетической энергии ротора. В результате этого возникает тормозящий момент, имеющий характер кратковременного импульса. Вследствие изложенного, большое внимание должно уделяться обеспечению механической прочности машины, прежде всего ее активной части.

Обмотки торцевого генератора, выполненные в виде обмоточных модулей, установленных в стеклотекстолитовые шаблоны, заливают компаундом, создавая изоляцию типа «моноклит», улучшающую изоляционные свойства обмотки, чем создается механически прочная конструкция статора. Постоянные магниты ротора устанавливают в специальный шаблон, исключая их взаимное перемещение, и закрывают полюсными наконечниками, закрепляемыми немагнитными винтами на диске ротора за пределами активной части. С учетом амплитуд знакопеременных моментов рассчитываются вал и подшипниковые щиты генератора.

Выводы

Разработанная на основе теории обобщенной электрической машины с применением полевой модели и магнитных схем замещения математическая модель переходных процессов нового НТСГ позволяет оценить величины переходных токов, существенно влияющие на работоспособность и надежность конструкции самого генератора, на выбор элементов системы управления режимами его работы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Торцевая электрическая машина: пат. 2246168 Рос. Федерация. МПК'Н 02 К 21/24; заявл. 24.07.03; опубл. 10.02.05, Бюл. № 2. – 6 с.
2. Федий К.С., Пантелеев В.И., Встовский А.Л. Анализ магнитного поля торцевого синхронного генератора с магнитоэлектрическим возбуждением // Электромеханические преобразователи энергии: Труды IV Междунар. научно-практ. конф. – Томск, 2009. – С. 84–87.
3. Сипайлов Г.А. Электрические машины (специальный курс). – М.: Высш. шк., 1987. – 287 с.
4. Осин И.Л. Синхронные электрические двигатели малой мощности. – М.: Издательский дом МЭИ, 2006. – 216 с.

Поступила 08.09.2012 г.

УДК 621.313.12

БЕСКОНТАКТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ КОМПРЕССИОННЫЙ ГЕНЕРАТОР. Ч. 1. КОНСТРУКЦИЯ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ. РАСЧЕТ РАЗМЕРОВ И МЕХАНИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ГЕНЕРАТОРА

Г.В. Носов

Томский политехнический университет

E-mail: nosov@elti.tpu.ru

Рассмотрена конструкция и принцип действия бесконтактного импульсного компрессионного генератора, состоящего из конденсаторной батареи возбуждения, электромашинного бесконтактного генератора с периодически изменяющейся индуктивностью обмотки статора и двух коммутаторов. Получены формулы для расчета размеров и параметров генератора: масса, запасаемая кинетическая энергия, механические напряжения в шихтованном вращающемся роторе. Приведены результаты расчета размеров и параметров генераторов при изменении ширины пазов, оборотов ротора и одинакового числа пар полюсов обмотки статора и ротора.

Ключевые слова:

Бесконтактный, импульсный, компрессионный, электромашинный генератор, импульс тока, электрофизическая установка, конденсаторная батарея возбуждения, паз, ротор, статор, вал, периодически изменяющаяся индуктивность обмотки статора.

Key words:

Noncontact, impulsive, compression, dynamo-electric generator, current impulse, electrophysics setting, capacitor battery of excitation, slot, rotor, stator, billow, regularly changing inductance of stator winding.

Современная импульсная техника требует использования мощных и надежных источников питания, способных работать в частотном режиме, особенно в автономных устройствах. В качестве таких источников как альтернативу ударным синхронным генераторам (генерирующим одиночные импульсы длительностью до 20 мс) можно рассматривать электромашинные генераторы с периодически изменяющейся индуктивностью рабочих обмоток. Эти генераторы получили названия *compulsator* (компульсатор) и *ARFC* (*Active rotary flux compressor*) в США и компрессионный генератор в СССР. В настоящее время для питания релсостронов, лазеров, плазмотронов, ускорителей заряженных частиц и других мощных электрофизических установок особенно привлекательны электромашинные генераторы с периодически изменяющейся индуктивностью рабочих обмоток [1–5]. Поэтому разработка и расчет этих генераторов является актуальной задачей.

Известна конструкция компрессионного генератора [4, 5], имеющего явнополюсные ферромагнитные шихтованные ротор и статор с двумя одинаковыми обмотками, которые соединены между собой посредством скользящих контактов (контактные кольца и щетки). При вращении ротора суммарная индуктивность этих обмоток периодически пульсирует за счет того, что в одном положении ротора обмотки оказываются включенными согласно и имеют максимальную суммарную индуктивность $L_{\max}$, а в другом — встречно и имеют минимальную суммарную индуктивность $L_{\min}$. Кратность изменения индуктивности такого генератора $N = L_{\max}/L_{\min}$ достигает сотен единиц и при начальном токе (возбуждения) i_0 и начальной энергии магнитного поля генератора W_0 , когда суммарная индуктивность обмоток максимальна $L_{\max}$, эта кратность N определяет значительную амплитуду импульса тока $i_m \sim i_0 N$ и существенную генерируемую энергию этого импульса $W \sim W_0 N$.

Недостатком этой конструкции является наличие скользящих контактов, через которые необходимо пропустить весь импульс тока амплитудой i_m и всю генерируемую энергию W .

Известен бесконтактный компрессионный генератор [5], имеющий явнополюсный ферромагнитный шихтованный статор с обмоткой, размещенной между полюсами, и монолитный явнополюсный ротор из проводящего электрический ток материала с зубцами, число которых равно числу пар полюсов обмотки статора. При вращении ротора индуктивность обмотки статора за счет ее экранирования зубцами ротора периодически изменяется, причем в момент минимума индуктивности $L_{\min}$ магнитный поток вытесняется в область обмотки, а в момент максимума индуктивности $L_{\max}$ магнитный поток Φ_0 проходит значительный путь по воздуху между полюсами статора и для его создания требуется большой ток возбуждения i_0 , что обуславливает большую начальную энергию магнитного поля генератора W_0 . За счет малой величины максимальной индуктивности $L_{\max}$ получается незначительная кратность изменения индуктивности обмотки ($N < 10$). Однако благодаря большому току возбуждения i_0 и большой величине начальной энергии W_0 получается значительная амплитуда импульса тока i_m и существенная генерируемая энергия импульса W .

Недостатками этого генератора являются большая величина тока возбуждения i_0 и значительная начальная энергия магнитного поля генератора W_0 , которые необходимо получить от внешнего источника возбуждения, например, от заряженной конденсаторной батареи.

Известен также бесконтактный компрессионный генератор [3], содержащий явнополюсный ферромагнитный шихтованный статор с обмоткой, размещенной в открытых пазах между полюсами, и расположенный на валу монолитный явнополюс-

сный ротор из проводящего электрический ток материала с зубцами, между которыми закреплены шихтованные магнитопроводы, число которых равно числу пар полюсов обмотки статора. Благодаря наличию магнитопроводов значительно уменьшается путь магнитного потока по воздуху в момент максимума индуктивности обмотки статора $L_{\max}$, что приводит к увеличению максимальной индуктивности обмотки статора $L_{\max}$, к повышению кратности изменения индуктивности N , к уменьшению тока возбуждения i_0 и к снижению начальной энергии магнитного поля генератора W_0 . В результате этот генератор имеет уменьшенный по энергии и мощности источник возбуждения при той же амплитуде импульса тока i_m и той же генерируемой энергии W .

Недостатком генератора [3] является сложность конструкции, обусловленная монолитным явнополюсным ротором сложной формы, который необходим для надежного крепления шихтованных магнитопроводов.

Задачей является упрощение конструкции бесконтактного компрессионного генератора [2].

Поставленная задача достигается тем, что так же как в генераторе [3] бесконтактный импульсный компрессионный генератор [2] содержит явнополюсный ферромагнитный шихтованный статор с обмоткой между полюсами и расположенный на валу явнополюсный ротор.

При этом ротор генератора [2] выполнен ферромагнитным шихтованным с расположенными в пазах короткозамкнутыми обмотками, охватывающими ротор вдоль его оси, причем число этих обмоток равно числу пар полюсов обмотки статора.

За счет использования более технологичного в изготовлении ротора упрощается конструкция бесконтактного импульсного компрессионного генератора [2].

Ротор изготавливается ферромагнитным и шихтованным путем штамповки из листов электротехнической стали. Короткозамкнутые обмотки ротора располагаются и закрепляются в специальных пазах, и изготавливаются монолитными из алюминиевого сплава, бронзы или меди.

На рис. 1, а, схематически изображен бесконтактный импульсный компрессионный генератор [2] при положении ротора, когда индуктивность обмотки статора максимальна, причем число короткозамкнутых обмоток ротора 5 и число пар полюсов обмотки статора 1 равно четырем ($p=4$). На рис. 1, б, указан увеличенный чертеж паза с обмоткой статора, а на рис. 2 приведена возможная схема возбуждения и питания нагрузки рассматриваемого генератора.

Бесконтактный импульсный компрессионный генератор работает следующим образом (рис. 1, 2). Внешним приводным двигателем вал — 6 и ротор — 4 раскручивается до определенного числа оборотов f в секунду. После замыкания коммутатора K_1 на обмотку статора генератора — 1 в момент максимума её индуктивности $L_{\max}$ от источника возбуждения (заряженная до напряжения $-U_0$ конденсаторная батарея емкостью C) подается ток возбуж-

дения i_b , достигающий величины i_0 и создающий у каждой пары полюсов магнитный поток Φ_0 . Затем замыкается коммутатор K_2 и по мере поворота ротора — 4 его короткозамкнутые обмотки — 5 вытесняют магнитный поток в пазах статора — 2 и индуктивность обмотки — 1 уменьшается, ток в нагрузке i_H увеличивается до максимального значения. В результате происходит преобразование механической энергии вращающегося ротора — 4 в электромагнитную энергию импульса тока амплитудой i_m , который возрастает тем больше, чем больше кратность изменения N индуктивности обмотки — 1. При этом электромагнитная энергия W импульса тока передается в нагрузку N .

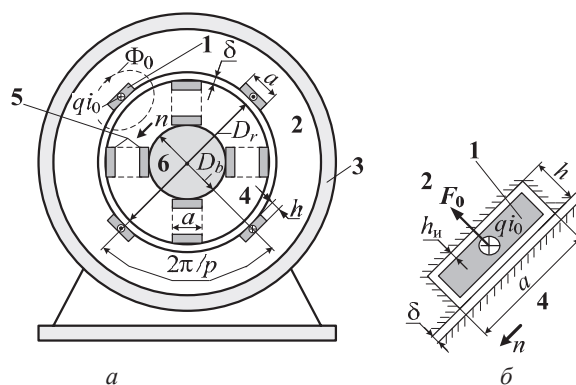


Рис. 1. Бесконтактный импульсный компрессионный генератор: 1) обмотка статора; 2) ферромагнитный шихтованный статор; 3) корпус статора; 4) ферромагнитный шихтованный ротор; 5) короткозамкнутые обмотки ротора; 6) вал; а — ширина пазов обмоток статора и ротора; h — глубина паза обмотки статора; δ — воздушный зазор между ротором и статором; D_r , D_b — диаметры ротора и вала соответственно; p — число пар полюсов; n — число оборотов ротора в минуту; i_0 — ток в обмотке статора в момент максимума индуктивности; q — число последовательных проводников с током i_0 в пазу обмотки статора; Φ_0 — магнитный поток пары полюсов обмотки статора в момент максимума индуктивности; h_n — толщина изоляции обмотки статора; F_0 — сила, действующая на обмотку статора в момент максимума индуктивности

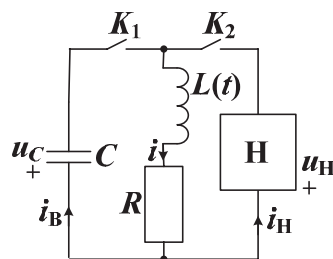


Рис. 2. Схема возбуждения и питания нагрузки бесконтактного импульсного компрессионного генератора: C — предварительно заряженная до напряжения $-U_0$ конденсаторная батарея возбуждения; $L(t)$ — периодически изменяющаяся индуктивность обмотки статора генератора; R — сопротивление обмотки статора; K_1 , K_2 — коммутаторы (тиристоры или механические ключи); H — нагрузка генератора; i_b , i , i_H — токи возбуждения, генератора и нагрузки соответственно; u_C , u_H — напряжения на зажимах конденсаторной батареи и нагрузки соответственно

Для определения размеров и параметров генератора (рис. 1, а, б) используем известные методики и примем следующие исходные данные и материалы [6, 7]:

- окружная скорость поверхности ротора $V_r=100$ (м/с);
- длина ротора (и статора) $l=2D_r$;
- коэффициент заполнения изолированными проволоками обмотки статора $K_z=0,7$;
- шихтованная электротехническая сталь 2411 ротора и статора с $B_0=2$ (Тл), $\mu_r=27$, $\sigma_{ст, доп}=100$ (МПа);
- медь обмоток ротора и статора с $\rho_0=8900$ (кг/м³); $C_0=385,5$ (Дж/кг·°C); $\rho_{0, доп}=191,5$ (МПа) при 150 °C; $\gamma_0=50 \cdot 10^6$ (1/Ом); $\alpha_R=0,0043$ (1/°C);
- изоляция обмотки статора из стеклотекстолита СТЭФ-1 с $\sigma_{и, доп}=294$ (МПа); $E_{пр}=20$ (МВ/м).

Диаметр ротора D_r определится заданным значением окружной скорости поверхности ротора V_r и известным числом оборотов ротора n (об/мин):

$$D_r = \frac{60V_r}{\pi n}. \quad (1)$$

Примем размер a (ширина пазов обмоток статора и ротора) в качестве переменной величины, тогда при ширине полюса

$$b(a) = \frac{\pi D_r}{2p} - a \quad (2)$$

можно записать среднюю длину пути магнитного потока $\Phi_0(a)$ пары полюсов в стали статора и ротора

$$l_{ст}(a) \approx 2a + 4b(a) + 2h(a), \quad (3)$$

внешний диаметр генератора

$$D_g(a) \approx 1,1D_r + 2[\delta + h(a) + b(a)], \quad (4)$$

диаметр вала

$$D_b(a) = D_r - 2b(a), \quad (5)$$

а также массу генератора

$$M_g(a) \approx 7800\pi l \frac{D_g(a)^2}{4}. \quad (6)$$

Далее найдем момент инерции вала и ротора [8]

$$J = 765 \cdot l \cdot D_r^4 \quad (7)$$

и их кинетическую энергию

$$W_{кин} = \frac{\pi^2 n^2 J}{1800}. \quad (8)$$

Прочность вращающегося ротора оценим по формуле для касательного механического напряжения в шихтованном роторе на его внутренней поверхности, где расположен вал [9]

$$\sigma_{ст}(a) \approx 17,64n^2[D_r^2 + 0,212D_b(a)^2] \leq \sigma_{ст, доп}. \quad (9)$$

Определим угловую частоту

$$\omega = \frac{\pi pn}{30} \quad (10)$$

и период изменения индуктивности обмотки статора

$$T = 2\pi/\omega = 60/pn, \quad (11)$$

а также эквивалентную глубину проникновения электромагнитного поля в монолитную обмотку ротора [10]

$$\Delta_0 \approx \sqrt{2/\mu_0\gamma_0\omega}. \quad (12)$$

Далее получим формулу для расчета радиального центробежного механического напряжения в зубце от монолитной обмотки ротора толщиной $3\Delta_0$, закрепленной в пазах глубиной $2\Delta_0$ и шириной равной ширине зубца [9]:

$$\sigma_{зr} = \pi^2 \frac{n^2}{225} \rho_0 \Delta_0 (D_r - 4\Delta_0) \leq \sigma_{ст, доп}. \quad (13)$$

При помощи стандартных систем компьютерной математики, например, Mathcad [11], изменяя ширину пазов статора и ротора a , а также число оборотов ротора n и число пар полюсов p , проведем расчет генератора по формулам (1–13) и результаты внесем в таблицы 1–4.

Таблица 1. Размеры и параметры бесконтактного импульсного компрессионного генератора в зависимости от ширины пазов статора и ротора a

Величины	Размерность	$n=3000$ (об/мин); $p=4$; $D_r=637$ (мм); $\delta=1,2$ (мм)				
		$a=50$ мм	$a=100$ мм	$a=125$ мм	$a=150$ мм	$a=200$ мм
$h(a)=0,1a$	мм	5	10	12,5	15	20
$b(a)$	мм	200	150	125	100	50
$D_b(a)$	мм	237	337	387	437	537
$D_g(a)$	мм	1113	1023	978	933	843
$l_{ст}(a)$	мм	910	820	775	730	640
$\sigma_{ст}(a)$	МПа	66,2	68,1	69,4	70,8	74
$M_g(a)$	кг	9657	8158	7456	6785	5539
$h(a)=0,2a$	мм	10	20	25	30	40
$b(a)$	мм	200	150	125	100	50
$D_b(a)$	мм	237	337	387	437	537
$D_g(a)$	мм	1123	1043	1003	963	883
$l_{ст}(a)$	мм	920	840	800	760	680
$\sigma_{ст}(a)$	МПа	66,2	68,1	69,4	70,8	74
$M_g(a)$	кг	9831	8480	7842	7229	6077
$h(a)=0,3a$	мм	15	30	37,5	45	60
$b(a)$	мм	200	150	125	100	50
$D_b(a)$	мм	237	337	387	437	537
$D_g(a)$	мм	1133	1063	1028	993	923
$l_{ст}(a)$	мм	930	860	825	790	720
$\sigma_{ст}(a)$	МПа	66,2	68,1	69,4	70,8	74
$M_g(a)$	кг	10010	8808	8238	7686	6640

Увеличение ширины пазов обмоток ротора и статора a приводит к уменьшению массы генератора M_g и дает возрастание касательного механического напряжения в шихтованном роторе $\sigma_{ст}$, не превышая допустимого значения $\sigma_{ст, доп}$. Возра-

Таблица 2. Размеры и параметры бесконтактного импульсного компрессионного генератора в зависимости от числа оборотов ротора n

Величины	Размерность	$p=4$			
n	об/мин	12000	6000	3000	1500
D_r	мм	159	318	637	1273
δ	мм	0,35	0,7	1,2	3
$l=2D_r$	мм	318	637	1273	2546
$a=b=\pi D_r/4p$	мм	31	63	125	250
$h(a)=0,2a$	мм	6,25	13	25	50
$D_b(a)$	мм	97	193	387	773
$D_g(a)$	мм	251	502	1003	2007
$l_{ст}(a)$	мм	200	400	800	1600
$W_{кин}$	МДж	0,1234	0,987	7,895	63,16
$M_g(a)$	кг	122,63	981	7842	62810
$W_{кин}/M_g(a)$	Дж/кг	1006	1006	1007	1006

Таблица 3. Размеры и параметры бесконтактного импульсного компрессионного генератора в зависимости от числа пар полюсов p

Величины	Размерность	$n=3000$ (об/мин); $D_r=637$ (мм); $\delta=1,2$ (мм)			
p	–	2	4	6	8
$a=b=\pi D_r/4p$	мм	250	125	83	63
$h(a)=0,2a$	мм	50	25	17	13
$D_b(a)$	мм	137	387	470	512
$D_g(a)$	мм	1303	1003	903	853
$l_{ст}(a)$	мм	1600	800	533	400
$W_{кин}$	МДж	7,895	7,895	7,895	7,895
$M_g(a)$	кг	13240	7842	6356	5671
$W_{кин}/M_g(a)$	Дж/кг	596,5	1007	1242	1392

стание глубины паза обмотки статора h дает увеличение массы генератора M_g . С уменьшением числа оборотов ротора n возрастают масса генератора M_g и запасаемая кинетическая энергия ротора $W_{кин}$, а удельная запасаемая энергия $W_{кин}/M_g(a)$ остается

Таблица 4. Параметры бесконтактного импульсного компрессионного генератора в зависимости от оборотов ротора n и числа пар полюсов p при $a=\pi D_r/4p$ и $h(a)=0,2a$

n	об/мин	12000			6000			3000			1500		
D_r	мм	159			318			637			1273		
δ	мм	0,35			0,7			1,2			3		
$W_{кин}$	МДж	0,12			1			7,9			63,2		
p	–	2	4	6	2	4	6	2	4	6	2	4	6
T	мс	2,5	1,25	0,83	5	2,5	1,7	10	5	3,33	20	10	6,7
Δ_0	мм	3,6	2,5	2	5	3,6	2,9	7,1	5	4,1	10	7,1	5,8
$\sigma_{зг}$	МПа	29	21,1	17,4	21,1	15,2	12,5	15,2	10,9	8,9	10,9	7,8	6,4
$M_g(a)$	Т	0,2	0,12	0,1	1,7	1	0,8	13,2	7,8	6,4	106	62,8	50,9
$\frac{W_{кин}}{M_g(a)}$	кДж/кг	0,6	1	1,2	0,6	1	1,2	0,6	1	1,2	0,6	1	1,2

неизменной. С увеличением числа пар полюсов p снижается масса генератора M_g , увеличивается удельная запасаемая энергия $W_{кин}/M_g$, уменьшаются ширина пазов a , их глубина h , диаметры вала D_b и генератора D_g , а кинетическая энергия $W_{кин}$ не меняется. С возрастанием числа оборотов n и уменьшением числа пар полюсов p увеличивается механическое напряжение $\sigma_{зг}$ в зубцах обмотки ротора, не превышая допустимого значения $\sigma_{ст\text{доп}}$.

Таким образом, по полученным формулам (1–13) можно рассчитывать размеры и параметры бесконтактных импульсных компрессионных генераторов [2].

Выводы

1. Предложен бесконтактный импульсный компрессионный генератор мощных импульсов тока для питания электрофизических установок (нагрузки) в импульсном режиме, состоящий из конденсаторной батареи возбуждения, электромашиного бесконтактного генератора с периодически изменяющейся индуктивностью обмотки статора и двух коммутаторов.
2. Получены формулы для расчета генератора, позволяющие определить размеры электромашиного генератора, массу и запасаемую кинетическую энергию, а также оценить механическую прочность вращающего ротора от действия центробежных сил.
3. На размеры и параметры генератора влияют число оборотов ротора, количество пар полюсов обмоток, ширина и глубина пазов статора, причем из них выбираются те величины, которые будут обеспечивать в нагрузке импульс тока требуемой длительности с максимальной амплитудой и наибольшей энергией при допустимом нагреве и достаточной механической прочности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Носов Г.В. Генерирование мощных импульсов тока электромашиными источниками с изменяющейся индуктивностью // Известия Томского политехнического университета. – 2005. – Т. 308. – № 7. – С. 68–70.
2. Бесконтактный импульсный компрессионный генератор: пат. на ПМ 103251. Рос. Федерация. № 2010140371/07, заявл. 01.10.10; опубл. 27.03.11, Бюл. № 9. – 4 с.: ил.
3. Бесконтактный компрессионный генератор: пат. ПМ 60807. Рос. Федерация. № 2006115046/22; заявл. 02.05.06; опубл. 27.01.07, Бюл. № 3. – 3 с.: ил.
4. Асиновский Э.И., Лебедев Е.Ф., Леонтьев А.А. и др. Взрывные генераторы мощных импульсов электрического тока / под ред. В.Е. Фортова. – М.: Наука, 2002. – 398 с.
5. Глебов И.А., Кашарский Э.Г., Рутберг Ф.Г. Синхронные генераторы кратковременного и ударного действия. – Л.: Наука, 1985. – 224 с.
6. Электротехнический справочник: в 3 т. Т. 1. Общие вопросы. Электротехнические материалы / под общ. ред. проф. МЭИ В.Г. Герасимова и др. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 488 с.
7. Гольдберг О.Д., Гурин Я.С., Свириденко И.С. Проектирование электрических машин. – М.: Высшая школа, 1984. – 431 с.
8. Тарг С.М. Краткий курс теоретической механики. – М.: Наука, 1972. – 478 с.
9. Феодосьев В.И. Сопротивление материалов. – М.: Наука, 1972. – 544 с.
10. Татур Т.А. Основы теории электромагнитного поля. – М.: Высшая школа, 1989. – 271 с.
11. Дьяконов В.П. Mathcad 8/2000: Специальный справочник. – СПб.: Питер, 2000. – 592 с.

Поступила 03.09.2012 г.

УДК 621.313.12

БЕСКОНТАКТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ КОМПРЕССИОННЫЙ ГЕНЕРАТОР.

Ч. 2. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ХОЛОСТОГО ХОДА И КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ ГЕНЕРАТОРА

Г.В. Носов

Томский политехнический университет

E-mail: nosov@elti.tpu.ru

Получены формулы для расчета параметров холостого хода и короткого замыкания, позволяющие выбрать такие бесконтактные импульсные компрессионные генераторы, которые имеют наибольшие удельные энергетические величины при допустимом нагреве и достаточной механической прочности обмотки статора и её изоляции. Разработана методика расчета импульсного возбуждения генераторов, дающая возможность определить емкость и начальное напряжение конденсаторной батареи. Толщина изоляции обмотки статора определяется предварительным значением начального напряжения конденсаторной батареи, которое зависит от числа оборотов ротора и от числа пар полюсов обмоток статора и ротора. Приведены результаты расчета параметров генераторов при изменении ширины и глубины пазов обмотки статора, оборотов ротора и числа пар полюсов. Предложенный бесконтактный импульсный компрессионный генератор мощных импульсов тока с амплитудой более 1 МА имеет достаточно высокие энергетические параметры и может использоваться для питания сильноточных электрофизических установок.

Ключевые слова:

Бесконтактный, импульсный, компрессионный, электромашиный генератор, импульс тока, конденсаторная батарея возбуждения, паз, ротор, статор, периодически изменяющаяся индуктивность обмотки статора, холостой ход, короткое замыкание.

Key words:

Noncontact, pulse, compression, electrical generator, pulse of current, excitation capacitor bank, slot, rotor, stator, regularly changing inductance of stator winding, idling, short-circuiting.

Считая по прежнему ширину пазов обмоток статора и ротора a переменной величиной, для бесконтактного импульсного компрессионного генератора [1] определим по закону полного тока [2] при максимуме индуктивности обмотки статора максимальный ток возбуждения

$$i_0(a) = \frac{B_0 [2\delta + l_{st}(a)/\mu_r]}{\mu_0 q}. \quad (1)$$

Далее находим магнитный поток

$$\Phi(a) = p\Phi_0(a) = plb(a)B_0 \quad (2)$$

и из расчета магнитной цепи [2] генератора находим формулы для индуктивностей обмотки статора [1]:

- минимальная индуктивность, когда пазы ротора и статора расположены напротив друг друга

$$L_{\min}(a) \approx \frac{\mu_0 q^2 pld(a)}{a + b(a) + 0,5l_{st}(a)d(a)/\mu_r b(a)}, \quad (3)$$

где расчетный размер в области пазов ротора и статора

$$d(a) = h_n(a) + 0,333[h(a) - 2h_n(a)] + \delta + 0,5\Delta_0; \quad (4)$$

- промежуточная индуктивность, когда край паза ротора по направлению вращения от положения максимальной индуктивности за время $t_n(a)$ доходит до края паза статора

$$L_n(a) \approx \frac{\mu_0 q^2 p l [d(a) - \delta - 0,5\Delta_0]}{a + \{a + 2h(a) + 3[d(a) - \delta - 0,5\Delta_0]\} / \mu_r} + \frac{\mu_0 q^2 p l \cdot h(a)}{2\delta + 0,25\pi h(a) + [2a + 5h(a)] / \mu_r} + \frac{\mu_0 q^2 p l \cdot \Delta_0}{2\delta + 0,25\pi\Delta_0 + [2a + 2h(a) + 2\Delta_0] / \mu_r}, \quad (5)$$

причем

$$t_n(a) = \frac{b(a)}{V_r} = \frac{\pi D_r / 2p - a}{V_r}; \quad (6)$$

- максимальная индуктивность, когда пазы ротора расположены посередине между пазами статора

$$L_{\max}(a) \approx \frac{\mu_0 q^2 p l [d(a) - \delta - 0,5\Delta_0]}{a + \{a + 2h(a) + 3[d(a) - \delta - 0,5\Delta_0]\} / \mu_r} + \frac{\mu_0 q^2 p l b(a)}{2\delta + l_{st}(a) / \mu_r}. \quad (7)$$

В результате по (1, 3, 7) находим кратность изменения индуктивности

$$N(a) = \frac{L_{\max}(a)}{L_{\min}(a)} \quad (8)$$

и начальную энергию магнитного поля генератора

$$W_0(a) = \frac{L_{\max}(a) i_0(a)^2}{2}. \quad (9)$$

Периодически изменяющую индуктивность обмотки статора $L(t)$ примем линеаризованной согласно рис. 1.

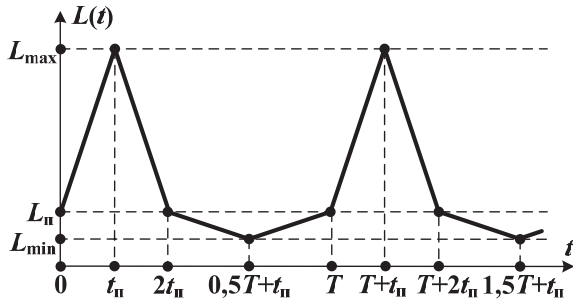


Рис. 1. Линеаризованная временная зависимость периодически изменяющейся индуктивности обмотки статора

Рассмотрим режим холостого хода, когда коммутатор K_2 разомкнут, и ток в нагрузке N равен нулю, т. е. $i_H=0$ [1]. В момент времени $t=0$, когда $L(t)=L_n$ (рис. 1), коммутатор K_1 замыкается, и предварительно заряженная до напряжения $-U_0$ конденсаторная батарея подключается к обмотке статора [1]. Если пренебречь сопротивлением обмотки статора R и полагать при разряде конденсаторной батареи индуктивность постоянной, т. е. $L(t) \approx L_p(a)$, тогда из решения уравнения

$$u_c + L_p(a) \frac{di}{dt} \approx 0$$

можно найти приближенное напряжение на зажимах конденсаторной батареи

$$u_c \approx -U_0(a) \cos \frac{t}{\sqrt{L_p(a)C_0(a)}}$$

и токи возбуждения и генератора

$$i_B = i = C_0(a) \frac{du_c}{dt} \approx U_0(a) \sqrt{\frac{C_0(a)}{L_p(a)}} \sin \frac{t}{\sqrt{L_p(a)C_0(a)}}, \quad (10)$$

где с учетом (7) расчетная индуктивность равна:

$$L_p(a) = L_{\max}(a) \approx \frac{\mu_0 q^2 p l b(a)}{2\delta + l_{st}(a) / \mu_r}. \quad (11)$$

Будем полагать, что максимум тока (10) будет в момент $t=t_n(a)$ после замыкания коммутатора K_1 , тогда из равенства

$$\frac{t_n(a)}{\sqrt{L_p(a)C_0(a)}} = \frac{\pi}{2}$$

определяем предварительное значение емкости конденсаторной батареи

$$C_0(a) = \frac{4t_n(a)^2}{\pi^2 L_p(a)}. \quad (12)$$

Из равенства максимума тока (10) и тока (1) получаем формулу для расчета предварительного значения начального напряжения конденсаторной батареи

$$U_0(a) = i_0(a) \sqrt{\frac{L_p(a)}{C_0(a)}}. \quad (13)$$

Толщина изоляции обмотки статора определится начальным напряжением батареи $U_0(a)$ при 4-х кратном запасе электрической прочности:

$$h_n(a) = \frac{U_0(a)}{E_{np}/4} \approx \frac{2U_0(a)}{0,25 \cdot 20 \cdot 10^6} = \frac{U_0(a)}{0,25 \cdot 10^7} \text{ м.} \quad (14)$$

Затем с учетом (14) рассчитываем индуктивности (3, 5, 7).

Далее на интервале времени $0 \leq t \leq t_n$, когда индуктивность обмотки статора линейно нарастает (рис. 1)

$$L(t) = L_n(a) + \frac{L_{\max}(a) - L_n(a)}{t_n(a)} \cdot t,$$

численно с учетом сопротивления обмотки статора R решаем уравнение

$$u_c + R(a)C(a) \frac{du_c}{dt} + \frac{d}{dt} \left[\left(L_n(a) + \frac{L_{\max}(a) - L_n(a)}{t_n(a)} \cdot t \right) \cdot C(a) \frac{du_c}{dt} \right] = 0$$

и подбираем такие значения $U_0(a)$ и $C(a)$, начиная от (13) и (12), которые обеспечивали бы в момент максимума индуктивности, когда $t=t_n$ (рис. 1), значения напряжения $u_c(t_n)=0$ и тока $i(t_n)=i_0$.

В результате энергия возбуждения генератора составит

$$W_B(a) \approx \frac{C(a)U_0(a)^2}{2}. \quad (15)$$

Рассмотрим режим короткого замыкания, когда напряжения на зажимах конденсаторной батареи и нагрузки N равны нулю, т. е. $u_c = u_H = 0$ [1]. В момент времени $t = t_n$, когда $L(t) = L_{\max}$ (рис. 1) и ток генератора $i(t_n) = i_0$, коммутатор K_2 замыкается, обмотка статора генератора [1] закорачивается, и на интервале времени $t_n \leq t \leq t_n + T$ при $u_c = u_H = 0$ получаем ток возбуждения $i_B = 0$ и импульсы токов генератора и нагрузки ($R=0$)

$$i = i_H = \frac{i_0(a)L_{\max}(a)}{L(t)}, \quad (16)$$

имеющие максимум

$$i_{kz}(a) = \frac{i_0(a)L_{\max}(a)}{L_{\min}(a)} = N(a) \cdot i_0(a), \quad (17)$$

действующее значение

$$I_{kz}(a) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_n}^{t_n+T} i^2 dt} \quad (18)$$

и длительность импульсов на половине их максимума на интервале $2t_n \leq t \leq T$ (рис. 1)

$$t_{kz}(a) = \frac{L_{\min}(a)}{L_n(a) - L_{\min}(a)} \cdot [T - 2t_n(a)]. \quad (19)$$

Затем с учетом (8, 9) определяем запасаемую при коротком замыкании в магнитном поле генератора энергию, которая равна максимально возможной генерируемой энергии импульса тока i при $R=0$

$$W_{kz}(a) = N(a) \cdot W_0(a), \quad (20)$$

а также найдем усредненную мощность короткого замыкания

$$P_{kz}(a) = \frac{W_{kz}(a)}{T}. \quad (21)$$

Исходя из уравнения адиабатного процесса нагрева обмотки статора [3]

$$\frac{j(a)^2 dt}{\gamma_0 C_0 \rho_0} = \frac{d\theta(a)}{1 + \alpha_R \theta(a)},$$

находим повышение температуры обмотки статора за один импульс тока короткого замыкания (в °C):

$$\theta(a) = \frac{\exp\left[\frac{\alpha_R j(a)^2 T}{\gamma_0 C_0 \rho_0}\right] - 1}{\alpha_R}, \quad (22)$$

где с учетом (18) действующее значение плотности тока короткого замыкания составит:

$$j(a) = \frac{I_{kz}(a) \cdot q}{K_Z [a - 2h_n(a)][h(a) - 2h_n(a)]}. \quad (23)$$

В свою очередь сопротивление обмотки статора равно:

$$R(a) = \frac{q^2 [p(l+a) + \pi D][1 + \alpha_R \theta(a)]}{\gamma_0 [a - 2h_n(a)][h(a) - 2h_n(a)]K_Z}. \quad (24)$$

В момент минимума индуктивности обмотки статора будет максимум тока генератора $i_{kz}(a)$, и максимальное значение индукции на поверхности паза статора, которое на основании закона полного тока [2], получится таким

$$B_{kz}(a) = \frac{\mu_0 i_0(a)q}{a + b(a)} \times \left[N(a) - \frac{0,5l_{st}(a)}{l_{st}(a) + 2\mu_r \delta} \right] \approx \frac{\mu_0 i_{kz}(a)q}{a + b(a)}, \quad (25)$$

тогда с учетом (25) и распределения индукции (рис. 2) запишем формулу для запасенной энергии магнитного поля в пазу статора:

$$W_{\Pi}(a) = \frac{B_{kz}(a)^2 \cdot al}{2\mu_0} \times \{h_n(a) + 0,333[h(a) - 2h_n(a)]\}. \quad (26)$$

Далее, используя (26), найдем максимальное давление обмотки статора на изоляцию дна паза при коротком замыкании [2]

$$\sigma_n(a) = \frac{\int_V (\vec{j}_{kz} \times \vec{B}) dV}{[a - 2h_n(a)]l} = \frac{F_{kz}(a)}{[a - 2h_n(a)]l} = \frac{1}{[a - 2h_n(a)]l} \cdot \frac{dW_{\Pi}(a)}{d\{h_n(a) + 0,333[h(a) - 2h_n(a)]\}}$$

или

$$\sigma_n(a) = \frac{B_{kz}(a)^2 \cdot a}{2\mu_0(a - 2h_n)} \leq \sigma_{н доп}, \quad (27)$$

где $F_{kz}(a)$ — максимальная сила, действующая на обмотку статора в момент минимума индуктивности; V — объем проводников в пазу статора с максимальной плотностью тока j_{kz} и индукцией $\vec{B}$ (рис. 2).

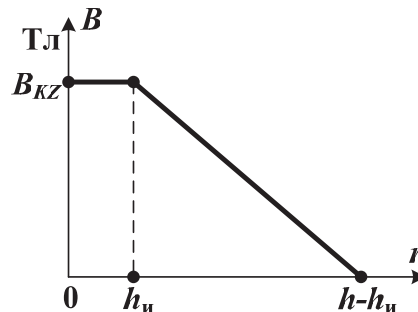


Рис. 2. Распределение индукции по высоте паза статора

С учетом (25), подобно (27), получим максимальное давление магнитного поля на поверхности обмоток ротора и статора

$$\sigma_o(a) = \frac{1}{[a - 2h_n(a)]l} \times d \left\{ \frac{B_{KZ}(a)^2}{2\mu_0} [h_n(a) + \delta + 0,5\Delta_0][a - 2h_n(a)]l \right\} \times \frac{1}{d[h_n(a) + \delta + 0,5\Delta_0]}$$

или

$$\sigma_o(a) = \frac{B_{KZ}(a)^2}{2\mu_0} \leq \sigma_{o, \text{доп}}. \quad (28)$$

Используя данные расчета из [1], определим по формулам (1–28) параметры холостого хода

Таблица 1. Параметры бесконтактного импульсного компрессионного генератора в зависимости от ширины пазов статора и ротора a при $q=1$ и $T=5$ (мс)

Величины	Размерность	$n=3000$ (об/мин); $p=4$; $D_r=637$ (мм); $\delta=1,2$ (мм)				
		$a=50$ мм	$a=100$ мм	$a=125$ мм	$a=150$ мм	$a=200$ мм
$h(a)=0,1a$	мм	5	10	13	15	20
$h_n(a)$	мм	0,64	0,64	0,64	0,64	0,64
$L_{\max}(a)$	мкГн	35,68	29,51	25,93	21,95	12,47
$L_n(a)$	мкГн	6,13	5,66	5,48	5,33	5,1
$L_{\min}(a)$	мкГн	0,14	0,185	0,206	0,227	0,268
$t_n(a)$	мс	2	1,5	1,25	1	0,5
$N(a)$	–	249,6	159,25	125,6	96,5	46,45
$i_0(a)$	кА	57,46	52,2	49,5	46,85	41,55
$U_0(a)$	В	2075	1936	1900	1885	1784
$W_0(a)$	кДж	58,91	40,14	31,8	24,1	10,76
$W_9(a)$	кДж	134	81	61,38	44,34	16,13
$\Phi(a)$	Вб	2,037	1,528	1,273	1,019	0,509
$C(a)$	мФ	62	43	34	25	10
$i_{KZ}(a)$	кА	14340	8306	6220	4523	1930
$I_{KZ}(a)$	кА	987,1	954,8	856,9	726	397
$t_{KZ}(a)$	мс	0,02	0,07	0,1	0,13	0,22
$W_{KZ}(a)$	кДж	14700	6392	3993	2326	500
$j(a)$	А/мм ²	7781	1585	882	508	152,4
$\theta(a)$	°С	∞	86	23,8	7,7	0,7
$B_{KZ}(a)$	Тл	71,95	41,63	31,15	22,6	9,6
$\sigma_n(a)$	МПа	2114	698	390	205,5	36,95
$\sigma_o(a)$	МПа	2060	689,5	386	203,7	36,71
$W_{KZ}(a)/M_g(a)$	Дж/кг	1522	783,5	535,5	342,8	90,2
$P_{KZ}(a)/M_g(a)$	кВт/кг	304,5	156,7	107,1	68,6	18
$R(a)$	МОм	∞	0,34	0,172	0,111	0,061
$h(a)=0,2a$	мм	10	20	25	30	40
$h_n(a)$	мм	0,64	0,64	0,64	0,64	0,64
$L_{\max}(a)$	мкГн	35,52	29,06	25,39	21,36	12,01
$L_n(a)$	мкГн	7,36	6,86	6,672	6,521	6,292
$L_{\min}(a)$	мкГн	0,185	0,27	0,312	0,354	0,434
$t_n(a)$	мс	2	1,5	1,25	1	0,5
$N(a)$	–	191,6	107,67	81,4	60,4	27,7
$i_0(a)$	кА	58,05	53,33	50,98	48,62	43,9
$U_0(a)$	В	1957	1888	1871	1842	1766
$W_0(a)$	кДж	59,85	41,34	33	25,25	11,57
$W_9(a)$	кДж	120,3	76,68	58,77	42,46	15,61
$\Phi(a)$	Вб	2,037	1,528	1,273	1,019	0,509
$C(a)$	мФ	63	43	34	25	10
$i_{KZ}(a)$	кА	11120	5742	4149	2937	1215
$I_{KZ}(a)$	кА	797,6	725,5	638,3	533	286,6
$t_{KZ}(a)$	мс	0,03	0,08	0,12	0,17	0,3
$W_{KZ}(a)$	кДж	11470	4451	2685	1525	320,2
$j(a)$	А/мм ²	2682	561	311	178	53,2
$\theta(a)$	°С	340	9,3	2,8	0,9	0,1
$B_{KZ}(a)$	Тл	55,8	28,74	20,7	14,7	6
$\sigma_n(a)$	МПа	1270	333	172,9	86,15	14,4
$\sigma_o(a)$	МПа	1237	329	171,1	85,41	14,3
$W_{KZ}(a)/M_g(a)$	Дж/кг	1166	524,8	342,4	211	52,7
$P_{KZ}(a)/M_g(a)$	кВт/кг	233,3	105	68,5	42,2	10,5
$R(a)$	МОм	1,21	0,12	0,075	0,052	0,029
$h(a)=0,3a$	мм	15	30	38	45	60
$h_n(a)$	мм	0,64	0,64	0,64	0,64	0,64
$L_{\max}(a)$	мкГн	35,36	28,64	24,88	20,82	11,61
$L_n(a)$	мкГн	8,06	7,512	7,318	7,163	6,933
$L_{\min}(a)$	мкГн	0,228	0,354	0,417	0,479	0,597
$t_n(a)$	мс	2	1,5	1,25	1	0,5
$N(a)$	–	155,25	80,8	59,7	43,5	19,5
$i_0(a)$	кА	58,64	54,51	52,45	50,39	46,26
$U_0(a)$	В	1929	1879	1859	1837	1780
$W_0(a)$	кДж	60,8	42,55	34,23	26,43	12,43
$W_9(a)$	кДж	116,4	75,8	58,34	42,39	15,85
$\Phi(a)$	Вб	2,037	1,528	1,273	1,019	0,509
$C(a)$	мФ	63	43	34	25	10
$i_{KZ}(a)$	кА	9104	4407	3130	2191	900,1
$I_{KZ}(a)$	кА	693,2	611	532,7	442	237,7
$t_{KZ}(a)$	мс	0,03	0,1	0,15	0,21	0,38
$W_{KZ}(a)$	кДж	9439	3440	2043	1149	241,8
$j(a)$	А/мм ²	1481	308	170	97	29,1
$\theta(a)$	°С	74	8,8	0,8	0,3	0,025
$B_{KZ}(a)$	Тл	45,6	22	15,6	10,9	4,4
$\sigma_n(a)$	МПа	850	195,5	97,98	47,6	7,81
$\sigma_o(a)$	МПа	828	193	96,97	47,2	7,76
$W_{KZ}(a)/M_g(a)$	Дж/кг	943	390,5	248	149,5	36,4
$P_{KZ}(a)/M_g(a)$	кВт/кг	188,7	78,1	49,6	29,9	7,3
$R(a)$	МОм	0,41	0,076	0,049	0,034	0,019

и короткого замыкания генератора и результаты внесем в табл. 1 и 2.

Увеличение ширины пазов обмоток ротора и статора a и глубины h паза обмотки статора приводит к уменьшению кратности изменения индуктивности N , энергии короткого замыкания W_{KZ} , амплитуды тока короткого замыкания i_{KZ} , к уменьшению механических давлений на изоляцию σ_n и обмотки σ_o , а также к снижению удельных энергетических параметров W_{KZ}/M_g и P_{KZ}/M_g . Предварительное значение начального напряжения конденсаторной батареи U_{00} и толщина изоляции h_n не зависят от ширины a и глубины h пазов статора, а опре-

Таблица 2. Параметры бесконтактного импульсного компрессионного генератора в зависимости от оборотов ротора f и числа пар полюсов p при $a=\pi D_r/4p$; $h(a)=0,2a$; $q=1$

n	об/мин	12000			6000			3000			1500		
δ	мм	0,35			0,7			1,2			3		
p	—	2	4	6	2	4	6	2	4	6	2	4	6
U_{00}	кВ	0,2	0,4	0,6	0,4	0,8	1,2	0,8	1,6	2,4	1,6	3,2	4,8
σ_0	МПа	161	115	88	191	141	111	222	171	137	238	184	147
i_{kz}	МА	2	0,85	0,49	4,39	1,88	1,1	9,4	4,1	2,48	19,6	8,6	5,1
t_{kz}	мс	0,06	0,03	0,02	0,11	0,06	0,05	0,22	0,12	0,09	0,46	0,26	0,2
W_{kz}	МДж	0,08	0,03	0,02	0,71	0,3	0,18	6,1	2,7	1,6	50,6	22,3	13,3
W_{kz}/M_g	Дж/кг	393	280	200	429	311	224	461	342	253	477	355	261
P_{kz}/M_g	кВт/кг	157	224	240	86	124	134	46,1	68,5	76	24	35,5	39,2

деляются числом оборотов ротора n и числом пар полюсов p обмоток статора и ротора. Уменьшение числа оборотов ротора n и числа пар полюсов p приводит к возрастанию амплитуды тока i_{kz} , длительности импульса t_{kz} , энергии W_{kz} и удельной энергии W_{kz}/M_g , а также к увеличению максимального давления магнитного поля на обмотки σ_0 , причем удельная мощность P_{kz}/M_g снижается.

Исходя из приемлемого нагрева обмотки статора за один импульс тока короткого замыкания $\theta=2,8$ (°С), а также достаточной механической прочности изоляции обмотки статора и её проводников, из табл. 1 выбираем вариант с $a=0,125$ (м) и $h(a)=0,2a=0,025$ (м) с наибольшими допустимыми значениями давлений $\sigma_0=172,9<294$ (МПа) и $\sigma_0=171,1<191,5$ (МПа) при $N=81,4$; $W_{kz}=2,7$ (МДж), $i_{kz}=4,1$ (МА).

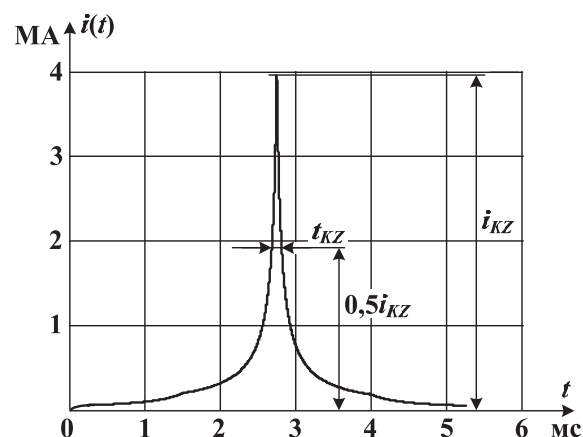


Рис. 3. Временная зависимость тока короткого замыкания для выбранного варианта генератора с учетом сопротивления обмотки статора $R=0,075$ (мОм)

Если учесть сопротивление R обмотки статора, то тогда из решения уравнения

$$Ri + \frac{d[L(t)i]}{dt} = 0$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Носов Г.В. Бесконтактный импульсный компрессионный генератор. Ч. 1. Конструкция и принцип действия. Расчет размеров и механических параметров генератора // Известия Томского политехнического университета. — 2012. — Т. 321. — № 4. — С. 68–70.

можно получить формулу для расчета тока короткого замыкания генератора с учетом сопротивления R :

$$i = \frac{i_0 L_{\max}}{L(t)} \cdot \exp \left[- \int_{t_n}^t \frac{R}{L(t)} dt \right]. \quad (29)$$

На рис. 3 на интервале времени $0 \leq t \leq t_n + T$ приведена зависимость тока короткого замыкания генератора, полученная по формулам (10, 29) для выбранного варианта генератора, причем учет сопротивления обмотки статора R приводит к уменьшению амплитуды тока короткого замыкания генератора примерно на 5 %.

Таким образом, по полученным формулам (1–29) можно рассчитывать параметры холостого хода и короткого замыкания бесконтактных импульсных компрессионных генераторов [1], которые могут использоваться при анализе и проектировании этих генераторов.

Выводы

- Предложенный бесконтактный импульсный компрессионный генератор мощных импульсов тока с амплитудой более 1 МА имеет достаточно высокие энергетические параметры и может использоваться для питания силовых установок.
- Полученные формулы позволяют выбрать такие параметры и размеры генератора, которые обеспечивали бы максимальные удельные энергетические параметры при допустимом нагреве обмотки статора и достаточной механической прочности обмоток, изоляции и ротора.
- Толщина изоляции обмотки статора определяется предварительным значением начального напряжения конденсаторной батареи, которое не зависит от ширины и глубины пазов статора, а определяется числом оборотов ротора и числом пар полюсов обмоток статора и ротора.

- Татур Т.А. Основы теории электромагнитного поля. Справочное пособие. — М.: Высшая школа, 1989. — 271 с.
- Теория электрических аппаратов / под ред. проф. Г.Н. Александрова. — М.: Высшая школа, 1985. — 312 с.

Поступила 3.9.2012 г.

УДК 621.318.3

СРАВНЕНИЕ МАГНИТНЫХ ЦИКЛОВ ИМПУЛЬСНОГО ЛИНЕЙНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ДВИГАТЕЛЯ С УЧЕТОМ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ В ЕГО ОБМОТКЕ

В.И. Мошкин

Курганский государственный университет

E-mail: wimosh@mail.ru

Для импульсного линейного электромагнитного двигателя, работающего по комбинированному магнитному циклу, образованному из двух элементарных циклов с постоянными током и потокоцеплением, с учетом потерь в обмотке двигателя получены выражения относительных значений механической работы, мощности потерь и КПД. Установлены зависимости энергетических показателей от конструктивных и режимных параметров, даны рекомендации по выбору режимных параметров циклов.

Ключевые слова:

Линейный электромагнитный двигатель, магнитный цикл, энергопреобразование.

Key words:

Linear electromagnetic engine, magnetic cycle, energy transformation.

Многочисленные технологические процессы в различных отраслях промышленности выполняются с помощью импульсных технологий, реализуемых машинами ударного действия с электроприводом. Применение для этих целей электромагнитного привода с импульсным линейным электромагнитным двигателем (ЛЭМД) обеспечивает интенсивное выполнение технологических операций.

Анализ условий рационального энергопреобразования в импульсных ЛЭМД [1, 2] позволил выявить способы повышения удельных энергетических показателей таких двигателей. Это многозазорность магнитных систем, увеличение уровня аккумулируемой в рабочих зазорах магнитной энергии, полнота электромеханического использования магнитного цикла [3]. Указанные способы связаны с концентрацией магнитной энергии в зазорах двигателя.

Импульсные линейные электромагнитные двигатели относятся к двухступенчатым электромеханическим преобразователям электромагнитного типа и циклического действия. Поэтому для повышения удельных силовых и энергетических показателей таких двигателей необходимо на каждой из ступеней эффективное энергопреобразование — преобразование электрической энергии в магнитную и магнитной — в механическую за цикл. В режиме двигателя в таком преобразователе возможны и обратные потоки, когда магнитная энергия преобразуется в электрическую, а механическая — в магнитную, в результате чего стирается резкая граница между двигательным и генераторным режимами [1]. Обратные потоки энергии в ЛЭМД, как правило, нежелательны.

В работе [2] на ступени преобразования магнитной энергии в механическую для исследуемого ЛЭМД в случае линейной магнитной цепи и без потерь в магнитопроводе предложены критерии оценки эффективности такого преобразования. Для установленных пяти элементарных магнитных циклов получены расчетные выражения этих критериев, по которым возможно сравнение импульс-

ных ЛЭМД, работающих по каждому из этих циклов. Вид цикла зависит от соотношения тягового и противодействующего усилий, приложенных к якору ЛЭМД, а также от массы якоря, и может быть сформирован устройством питания и управления.

Известно, что элементарный магнитный цикл с постоянным потокоцеплением ($\Psi = \text{const}$) обладает высокими магнитным КПД и механической работой [2]. На основе анализа энергопреобразования в импульсном ЛЭМД оценим эффективность электромеханического использования магнитной энергии рабочих зазоров для исследуемого комбинированного магнитного цикла. Покажем, что такой магнитный цикл, образованный из двух элементарных циклов ($I = \text{const}$ и $\psi = \text{const}$), позволит иметь приемлемые электрические потери в обмотке при преобразовании электрической энергии в магнитную.

Для оценки эффективности сравним магнитные циклы, определяемые траекториями 0-2-4-0 (элементарный цикл $\Psi = \text{const}$) и 0-1-3-4-0 (комбинированный цикл) (рис. 1) и имеющие одинаковые конечные потокоцепления $\psi = \psi_m$. В качестве критериев сравнения примем относительные значения механической работы за рабочий ход (цикл) якоря импульсного ЛЭМД:

$$A_* = A_{\text{мех}} / A_{\text{макс}} \quad (1)$$

и мощности потерь в обмотке ЛЭМД при этих же условиях:

$$\Delta P_* = \Delta P / P_{\text{макс}},$$

где $A_{\text{макс}}$, $P_{\text{макс}}$ — максимальные значения механической работы и мощности потерь в обмотке, соответствующие режиму работы однообмоточного импульсного ЛЭМД по магнитному циклу $\Psi = \text{const}$. Представим выражение (1) через относительные значения тока $I = I / I_m$ и потокоцепления $\Psi = \Psi / \Psi_m$, здесь Ψ_m и I_m — их максимальные значения (рис. 1). Для цикла $\Psi = \text{const}$ справедливо соотношение $\Psi_m / I_m = \Psi_m' / I_m'$ [2], откуда следует:

$$\Psi_* = I_* \quad (2)$$

Механическую работу импульсного ЛЭМД, соответствующую его функционированию по комбинированному циклу (рис. 1), можно представить:

$$A_{\text{мех}} = A_{\text{макс}} - 0,5(I_M - I'_M)(\Psi_M - \Psi'). \quad (3)$$

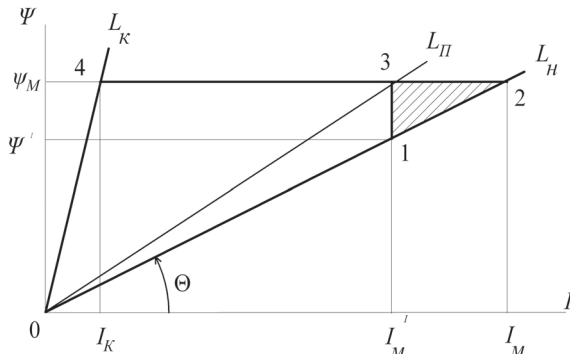


Рис. 1. Элементарный и комбинированный магнитные циклы при ненасыщенной магнитной цепи

Используя полученное в [2] соотношение (4) для механической работы

$$A_{\text{макс}} = 0,5\Psi_M(I_M - I_K), \quad (4)$$

выразим (1) с учетом (3) и получим

$$A_* = 1 - (1 - \Psi'_*) \cdot (1 - I'_*) / (1 - I_K / I_M). \quad (5)$$

Электромеханическое преобразование, происходящее в соответствии с магнитным циклом, сопровождается изменением по перемещению за цикл индуктивности преобразователя от начальной L_n до конечной L_k . В импульсных ЛЭМД конечная индуктивность, как правило, соответствует насыщенной магнитной цепи двигателя при минимальном рабочем зазоре, а начальная – ненасыщенной при начальном рабочем зазоре. Для рассматриваемых циклов без учета насыщения величина L_k принята одинаковой и соответствует минимальному зазору. Величина L_n и угол Θ , который в относительной форме характеризует эту индуктивность (рис. 1), определяется конструкцией магнитной системы двигателя, начальным рабочим зазором и величиной рабочего хода якоря. Магнитная система рассматриваемого в статье импульсного ЛЭМД имеет кратность изменения индуктивности $m = L_k / L_n = 8 \dots 12$ [2]. Она обусловлена двухзазорной конструкцией магнитной системы двигателя, в которой магнитный поток проходит последовательно через оба рабочих зазора, и выбранной величиной рабочего хода. Например, меньшие значения рабочего хода обуславливают меньшие значения m , и наоборот [2].

Так как в (5) $I_K \ll I_M$ (например, для кратности изменения индуктивности $m=10$ согласно [2] кратность изменения тока k также равна 10 и $I_K = I_M / k = 0,1 I_M$), то $1 - I_K / I_M \approx 1$. Следовательно, выражение (5) примет окончательный вид:

$$A_* = 1 - (1 - I'_*)^2. \quad (6)$$

Выразим в относительных единицах электрическую мощность потерь в обмотке ЛЭМД для комбинированного цикла, приняв за базу значение мощности потерь в обмотке $P_{\text{макс}} = RI_M^2$ для элементарного цикла $\Psi = \text{const}$, тогда

$$\Delta P_* = RI_*^2 / (RI_M^2) = I_*^2. \quad (7)$$

Зависимости относительных механической работы (6) и мощности потерь (7) при работе ЛЭМД по комбинированному циклу изображены на рис. 2. Для магнитного цикла $\Psi = \text{const}$ относительные величины работы и мощности потерь в обмотке неизменны и приняты за единицу.

$A, \Delta P, \eta$

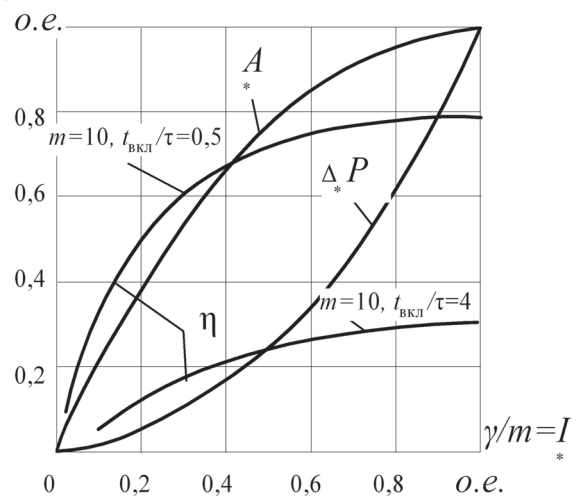


Рис. 2. Зависимости КПД и механической работы, мощности потерь от тока для элементарного и комбинированного магнитных циклов

Анализ этих зависимостей показывает, что в диапазоне изменения относительного тока $0,5 < I_* < 1$ относительная работа меняется в диапазоне $0,75 < A_* < 1$, тогда как относительная мощность потерь – в диапазоне $0,25 < \Delta P_* < 1$. При работе двигателя по комбинированному циклу с током трогания I'_M (рис. 1), сниженным, например, на 30 % по сравнению с максимальным током I_M , относительная механическая работа снижается всего на 8 %, в то время как мощность потерь в обмотке – на 51 %.

Таким образом, функционирование ЛЭМД по комбинированному магнитному циклу (рис. 1), составленному из двух элементарных циклов $I = \text{const}$ и $\Psi = \text{const}$, дает возможность двигателю обеспечить незначительное снижение механической работы при значительном снижении мощности потерь в обмотке по сравнению с элементарным магнитным циклом $\Psi = \text{const}$. Из анализа (6) следует, что при повышении тока трогания возрастает концентрация магнитной энергии, аккумулируемой в рабочих зазорах импульсного ЛЭМД, и при этом реализуются магнитные циклы, позволяющие получить большую механическую работу за цикл.

С целью дальнейшего сравнения эффективности преобразования электрической энергии в механическую работу учтем потери в обмотке импульсного ЛЭМД, работающего как по комбинированному, так и по элементарному магнитным циклам (рис. 1), получим для них расчетные значения КПД двигателя в виде

$$\eta = \frac{1}{1 + Q / A_{\text{мех}}}, \quad (8)$$

где $Q = R \int_0^{t_{\text{вкл}}} i^2 dt$ – потери энергии в обмотке за цикл.

Для комбинированного цикла соотношение (8) с учетом выражения, связывающего коэффициент эффективности цикла $\eta_{\text{ц}}$, механическую работу $A_{\text{мех}}$ и ее предельное значение $A_{\text{п}}$ [4], примет вид:

$$\eta = 1 / \left(1 + \frac{R(I'_m)^2 t_{\text{вкл}}}{k_a^2 \eta_{\text{ц}} I'_m \Psi_m} \right), \quad (9)$$

где $t_{\text{вкл}}$ – время включения двигателя; k_a – коэффициент амплитуды импульса тока обмотки; I'_m – амплитудное значение импульса тока. Отношение Ψ_m / I'_m в (9) представляет собой статическую индуктивность $L_{\text{п}}$ (рис. 1), которая соответствует положению якоря в момент переключения с цикла $I = \text{const}$ на цикл $\Psi = \text{const}$. Из (9), выражая индуктивность $L_{\text{п}}$ через конструктивный $m = L_{\text{к}} / L_{\text{н}}$, режимный $\gamma = L_{\text{к}} / L_{\text{п}}$ параметры, начальную $L_{\text{н}}$ и конечную $L_{\text{к}}$ индуктивности двигателя, получим:

$$\eta = 1 / \left(1 + \frac{\gamma t_{\text{вкл}} / \tau_{\text{н}}}{k_a^2 \eta_{\text{ц}} m} \right), \quad (10)$$

где $\tau_{\text{н}} = L_{\text{н}} / R$ – электромагнитная постоянная времени двигателя на этапе трогания.

Используя полученное в [4] соотношение для коэффициента эффективности $\eta_{\text{ц}}$ данного комбинированного цикла, представим выражение (10) для КПД в виде:

$$\eta = 1 / \left(1 + \frac{t_{\text{вкл}} / \tau_{\text{н}}}{k_a^2 (m / \gamma - 0,5 m / \gamma^2 - 0,5)} \right). \quad (11)$$

Для рассматриваемого базисного магнитного цикла $\Psi = \text{const}$ с учетом его особенностей ($L_{\text{п}} L_{\text{н}}, \gamma_g = m$) и полученного в [2] выражения коэффициента $\eta_{\text{ц}}$, равного $\eta_{\text{ц}} = 0,5(1 - 1/m)$, КПД двигателя будет:

$$\eta = 1 / \left(1 + \frac{2 t_{\text{вкл}} / \tau_{\text{н}}}{k_a^2 (1 - 1/m)} \right). \quad (12)$$

Однако пользоваться непосредственно выражениями (11) и (12) для сравнения циклов по величине КПД двигателя нельзя, так как в них при одинаковой кратности изменения индуктивности $m = \text{const}$ предполагается равенство коэффициентов амплитуды k_a импульса тока обмотки. В действительности при изменении параметра γ в (11) меняется и амплитудное значение тока I'_m , следовательно, и коэффициент k_a , пропорциональный этому

току I'_m . Для учета изменения k_a отметим особенно-сти сравниваемых циклов. Для комбинированного цикла имеем $\gamma = k = I'_m / I_{\text{к}}$, откуда

$$I'_m = \gamma I_{\text{к}}. \quad (13)$$

Аналогично для элементарного цикла $\Psi = \text{const}$ имеем $k = m$, откуда

$$I_{\text{к}} = I'_m / m. \quad (14)$$

Тогда выражение (13) с учетом (14) примет вид:

$$I'_m = (\gamma / m) I_{\text{к}}. \quad (15)$$

Отношение γ / m в (15) применительно к комбинированному циклу будет учитывать изменение k_a при изменении момента переключения $\gamma = \text{var}$. Например, для крайних значений момента переключения $\gamma = m$ и $\gamma = 1$ получим из выражения (15) соотношение $I'_m = I_{\text{к}}$, что соответствует циклу $\Psi = \text{const}$, и соотношение $I'_m = I_{\text{к}} / m$, что соответствует циклу $I = \text{const}$. Промежуточные значения параметра γ соответствуют исследуемому комбинированному циклу, и выражение для КПД (11) станет:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{t_{\text{вкл}} / \tau_{\text{н}}}{k_a^2 (\gamma / m - 0,5 / m - 0,5 \gamma^2 / m^2)}}. \quad (16)$$

Полученные выражения (12) и (16) используем для сравнения рассматриваемых циклов по величине КПД. На рис. 3 приведены зависимости КПД импульсного ЛЭМД от параметров $\gamma = k$ и относительного времени включения $t_{\text{вкл}} / \tau_{\text{н}}$ обмотки для параметров $m = 10$ и $k_a = 2$ при работе ЛЭМД как по комбинированному, так и по элементарному магнитным циклам.

Значения КПД импульсного ЛЭМД для элементарного цикла $\Psi = \text{const}$ максимальны и на рис. 3 соответствуют значениям $\gamma = k = 10$ и $k_a = 2$ (линия пересечения поверхности с правой вертикальной плоскостью). Из анализа зависимостей (16) следует, что КПД двигателя, функционирующего по комбинированному циклу, с ростом режимного параметра γ также растет и при этом монотонно приближается к своему пределу, определяемому значениями $t_{\text{вкл}} / \tau_{\text{н}}$ и ограниченному соотношением $\gamma = m$, соответствующими циклу $\Psi = \text{const}$ (рис. 3). Причем для $\gamma > 4 \dots 5$ рост КПД в большей степени определяется режимным параметром $t_{\text{вкл}} / \tau_{\text{н}}$. С его уменьшением КПД растет, приближаясь к единице (рис. 3), что подтверждается исследованиями в работе [5].

При $t_{\text{вкл}} < (2 \dots 3) \tau_{\text{н}}$ интенсивность роста КПД повышается. Это объясняется тем, что с увеличением времени включения коэффициент преобразования электрической энергии в магнитную $\lambda = W_{\text{маг}} / W_{\text{эл}}$ падает из-за роста потерь в обмотке ЛЭМД, что подтверждается результатами исследований в работах [6, 7]. Относительное время выбирают исходя из компромисса между уровнями преобразованной λ и запасаемой магнитной энергии. Например, согласно [6] рекомендуется относительное время выбирать в диапазоне $0,8 \dots 1,5$. При значениях $t_{\text{вкл}} / \tau_{\text{н}} > 1,1$ энергия электрических потерь в обмотке двигателя начинает превышать запасаемую в его

рабочих зазорах магнитную энергию, и КПД становится ниже 50 %. Однако реализация магнитных циклов с малым временем включения (форсировка) затруднительна из-за возрастания потерь от вихревых токов в массивном магнитопроводе и необходимости ограничения амплитуды напряжения питающего импульса ниже значения 1000 В.

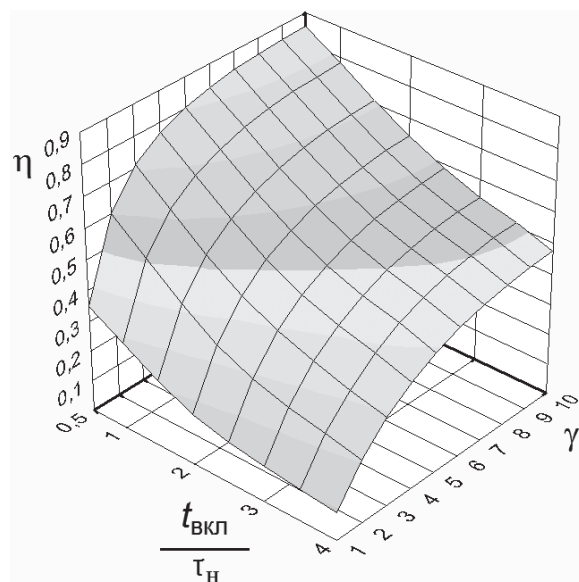


Рис. 3. Зависимости КПД двигателя от режимных параметров γ , k и относительного времени включения $t_{\text{вкл}}/\tau_n$ обмотки для $m=10$ при работе по комбинированному циклу и элементарному циклу $\Psi=\text{const}$ (для $\gamma=k=10$, $k_a=2$)

Воздействие на режимные параметры осуществляется с помощью различных УПУ. Простые УПУ представлены в [6] и обеспечивают изменение таких режимных параметров, как амплитуда, форма, частота и длительность питающего обмотку импульса напряжения за счет изменения угла управления регулируемого преобразователя на основе тиристорного выпрямителя. Однако такие УПУ не обеспечивают возможность увеличения тока трогания. Более сложные УПУ позволяют увеличивать ток трогания (максимальный ток на рис. 1) и осуществлять концентрацию магнитной энергии

рабочих зазоров на этапе трогания якоря [2]. Установлено, что рост тока трогания повышает механическую работу и КПД импульсного ЛЭМД, например, типа ПЭМ-0,8, в 2...2,4 раза [2, 6].

Из сопоставления выражений (15) и (2) следует:

$$I^* = \gamma / m.$$

Тогда КПД импульсного ЛЭМД, работающего по исследуемому комбинированному циклу, выразим через относительный ток и получим

$$\eta = 1 / \left[1 + \frac{t_{\text{вкл}} / \tau_n}{k_a^2 (I^* - 0,5 / m - 0,5 \cdot I^{*2})} \right].$$

Зависимости КПД импульсного ЛЭМД от относительного тока I^* при $m=10$ и относительном времени включения $t_{\text{вкл}}/\tau_n=0,5$ и $t_{\text{вкл}}/\tau_n=4$ представлены на рис. 2 совместно с механической работой A комбинированного цикла и мощностью потерь ΔP в обмотке. Причем кривые $\eta(I^*)$ аналогичны кривым $\eta(\gamma)$. Предельное значение КПД соответствует значению тока $I^*=1$ и магнитному циклу $\Psi=\text{const}$.

Рассмотренные комбинированные магнитные циклы наиболее близки к реальным магнитным циклам, по которым работают импульсные ЛЭМД в приводе, например, прессового оборудования [6, 7].

Выводы

Использование магнитной системы линейного электромагнитного двигателя с двумя рабочими зазорами обеспечивает рациональные значения кратности изменения индуктивности исследуемого магнитного цикла даже при небольших рабочих ходах. Анализ расчетных выражений механической работы и КПД импульсного линейного электромагнитного двигателя с учетом мощности потерь в его обмотке на примере комбинированного цикла, образованного элементарными магнитными циклами с постоянным током и постоянным потокоцеплением, показал, что при повышении тока трогания возрастают аккумулируемая в рабочих зазорах магнитная энергия и КПД. При этом реализуются магнитные циклы с большей механической работой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ряшенцев Н.П., Тимошенко Е.М. Об энергопреобразовании в электромагните // Известия Томского политехнического института. – 1965. – Т. 129. – С. 173–178.
2. Мошкин В.И. Импульсные линейные электромагнитные двигатели с регулируемыми выходными параметрами: дис. ... канд. техн. наук. – Новосибирск, 1992. – 177 с.
3. Угаров Г.Г. Принципы повышения удельных силовых и энергетических показателей импульсных линейных электромагнитных двигателей / под общ. ред. Н.П. Ряшенцева // Импульсный электромагнитный привод: Сб. науч. тр. – Новосибирск: Изд-во ИГД СО АН СССР, 1991. – С. 43–50.
4. Мошкин В.И., Угаров Г.Г. Исследование комбинированных магнитных циклов электромеханических преобразователей электромагнитного типа / под общ. ред. Н.П. Ряшенцева // Импульсный электромагнитный привод: Сб. науч. тр. – Новосибирск: Изд-во ИГД СО АН СССР, 1988. – С. 38–44.
5. Ряшенцев Н.П., Ковалев Ю.З. Динамика электромагнитных импульсных систем. – Новосибирск: Наука, 1974. – 188 с.
6. Ряшенцев Н.П., Угаров Г.Г., Львицын А.В. Электромагнитные прессы. – Новосибирск: Наука, 1989. – 216 с.
7. Мошкин В.И., Нейман В.Ю., Угаров Г.Г. Импульсные линейные электромагнитные двигатели. – Курган: Изд-во КГУ, 2010. – 220 с.

Поступила 17.04.2012 г.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

М.Ю. Пустоветов

Ростовский государственный университет путей сообщения, г. Ростов-на-Дону

E-mail: mgsn2006@rambler.ru

Разработана математическая модель трёхфазного трансформатора, позволяющая описать электромагнитные процессы в трансформаторах с группами соединения обмоток 0, 5, 6, 11. Особо рассмотрен случай с группой соединения 7. Показаны результаты моделирования напряжений и токов трансформатора при питании от автономного инвертора напряжения.

Ключевые слова:

Трёхфазный трансформатор, группа соединения, математическая модель, напряжение.

Key words:

3-phase transformer, group of connection, mathematical model, voltage.

Трёхфазный трансформатор является одним из самых распространённых элементов силовых электрических схем. Для анализа режимов работы электротехнических устройств и энергетических систем с трансформатором целесообразно использование математического моделирования.

В [1] дана математическая модель (ММ) трёхфазного группового трансформатора для случая соединения обмоток по схеме ΔY_0 . В групповой конструкции, в отличие от конструкции с общим для трёх фаз магнитопроводом, не учитывается магнитная связь между фазами ввиду её существенного ослабления. Таким образом, эта ММ не описывает наиболее распространённый случай, когда фазы трансформатора выполнены на одном магнитопроводе. Также в ней не учтены потери в стали.

В [2] использована ММ трёхфазного трансформатора со схемой соединения обмоток Y/Δ в предположении, что в этом случае, так как отсутствуют токи нулевой последовательности, каждую фазу трёхфазного трансформатора можно рассматривать независимо от другой, то есть как однофазный трансформатор, в том числе при несимметричной нагрузке. То есть структура уравнений ММ аналогична использованной в [1]. Потери в стали трансформатора в [2] учитываются.

При создании универсальной ММ силовых трёхфазных трансформаторов и автотрансформаторов авторы [3] приняли решение пренебречь электромагнитным взаимодействием обмоток разных фаз и учитывать взаимодействие обмоток каждой фазы только с собственными магнитными потоками рассеивания и основным магнитным потоком своей фазы. Решение мотивировано несущественностью ущерба от него точности воспроизведения электромагнитных процессов. Варианты схем соединения обмоток ограничены сочетаниями Δ , Y и Y_0 . О возможных группах соединения не сообщается, как и в [1, 2].

Одним из вариантов ММ трёхфазного трансформатора в программном пакете *SIMULINK* является *Three-Phase Transformer Inductance Matrix Type (Two Windings)* [4]. Эта ММ описывает именно случай, когда фазы трансформатора выполнены на одном магнитопроводе. Учтены потери в стали. В качестве возможных схем и групп соединения

обмоток заявлены: $Y_0/Y-0$, $Y_0/\Delta-1$, $Y_0/\Delta-11$, Δ/Y_0-1 , Δ/Y_0-11 .

Другая ММ трёхфазного трансформатора из пакета *SIMULINK*, именуемая *Three-Phase Transformer 12 Terminals* [5], позволяет соединять выводы обмоток фаз произвольным образом, в том числе получать все 12 групп соединений. Но составлена эта ММ из трёх моделей однофазных трансформаторов, то есть, строго говоря, не пригодна для описания трёхфазного трансформатора с единым магнитопроводом.

Задачей исследования в данной работе является разработка такой ММ трёхфазного трансформатора с единым магнитопроводом, в которой бы учитывались потери в стали, и была бы возможность произвольного соединения выводов обмоток. В том числе возможность получения различных групп соединений при разнообразных сочетаниях схем соединения обмоток Δ , Y и Y_0 .

За ММ трёхфазного трансформатора взяты электромагнитные уравнения обобщённой электрической машины в трёхфазных заторможенных координатах α , β , γ [6]. После ряда преобразований уравнения ММ трёхфазного трансформатора (фазы a , b , c , принадлежность к которым отмечена нижними индексами) записываются в виде [7]:

$$\begin{cases} u_{a1} - r_{a1} i_{a1} - L_{ya1} \frac{di_{a1}}{dt} = u_{a01}; \\ u_{b1} - r_{b1} i_{b1} - L_{yb1} \frac{di_{b1}}{dt} = u_{b01}; \\ u_{c1} - r_{c1} i_{c1} - L_{yc1} \frac{di_{c1}}{dt} = u_{c01}; \\ e_{a2} - r_{a2} i_{a2} = u_{a2}; \\ e_{b2} - r_{b2} i_{b2} = u_{b2}; \\ e_{c2} - r_{c2} i_{c2} = u_{c2}, \end{cases} \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} e_{a1} &= -\left(u_{a01} + L_{ya1} \frac{di_{a1}}{dt}\right); \\ e_{b1} &= -\left(u_{b01} + L_{yb1} \frac{di_{b1}}{dt}\right); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} e_{c1} &= -\left(u_{c01} + L_{yc1} \frac{di_{c1}}{dt}\right); \\ e_{a2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{a01} + L_{ya2} \frac{di_{a2}}{dt}\right); \\ e_{b2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{b01} + L_{yb2} \frac{di_{b2}}{dt}\right); \\ e_{c2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{c01} + L_{yc2} \frac{di_{c2}}{dt}\right). \end{aligned}$$

Здесь u – фазное напряжение, В; i – фазный ток, А; L_σ – индуктивность рассеяния фазы обмотки, Гн; r – активное сопротивление фазы обмотки, Ом; w – количество витков в фазе обмотки. Индексы 1 обозначают принадлежность к первичной обмотке трансформатора, а индексы 2 – ко вторичной. e_{a1} , e_{b1} , e_{c1} , e_{a2} , e_{b2} и e_{c2} – ЭДС фаз первичной и вторичной обмоток [8].

Для каждой из фаз падение напряжения в ветви намагничивания первичной обмотки при последовательном соединении главной индуктивности L_m и сопротивления r_m потерь в стали:

$$\begin{aligned} u_{a01} = -e_{a01} = L_m(i_{\mu a}) \frac{2}{3} & \left[\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) - \right. \\ & \left. - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) \right) \right] + \\ & + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) - \right. \\ & \left. - \frac{1}{2} \left(\left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) + \left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) \right) \right] = L_m(i_{\mu a}) \frac{di_{\mu a}}{dt} + r_m i_{\mu a}; \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} u_{b01} = -e_{b01} = L_m(i_{\mu b}) \frac{2}{3} & \left[\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) - \right. \\ & \left. - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) \right) \right] + \\ & + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) - \right. \\ & \left. - \frac{1}{2} \left(\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) + \left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) \right) \right] = L_m(i_{\mu b}) \frac{di_{\mu b}}{dt} + r_m i_{\mu b}; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} u_{c01} = -e_{c01} = L_m(i_{\mu c}) \frac{2}{3} & \left[\left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) - \right. \\ & \left. - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) \right) \right] + \\ & + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) - \right. \\ & \left. - \frac{1}{2} \left(\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) + \left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) \right) \right] = L_m(i_{\mu c}) \frac{di_{\mu c}}{dt} + r_m i_{\mu c}, \end{aligned} \quad (4)$$

где i_μ – ток в ветви намагничивания фазы трансформатора.

Согласно [9], в основе теории групп соединений лежат векторные диаграммы трансформатора при холостом ходе, построенные по практической системе векторных обозначений. Исходя из неё, знак «+» в выражениях для e_{a2} , e_{b2} и e_{c2} соответствует случаю, когда первичная и вторичная обмотки на одном стержне расположены и навиты одинаково. Знак «–» соответствует случаю встречного направления намотки катушек или перемены начала и конца одной из обмоток относительно другой. Знак «+» нужно использовать для получения групп соединений $\Delta/Y-11$, $Y/Y-0$, $\Delta/\Delta-0$, а «–» – для $\Delta/Y-5$, $Y/Y-6$, $\Delta/\Delta-6$. Вместо схемы Y может быть использована Y_0 .

Описанная ММ трёхфазного трансформатора применима для конструкции с общим для всех фаз сердечником, в том числе при несимметрии питающих напряжений, несимметрии параметров фаз обмоток трансформатора (при условии одинаковости для всех фаз L_m и r_m) и несимметрии нагрузки. Учитывается насыщение магнитной цепи от основного магнитного потока. В трансформаторе (для простоты рассматриваем стержневой магнитопровод) основной магнитный поток каждой фазы проходит по своему стержню. В ММ трансформатора уместно пользоваться для каждой фазы своим током намагничивания, т. е. тремя зависимостями $L_m(I_{\mu a})$, $L_m(I_{\mu b})$, $L_m(I_{\mu c})$ [10]. Именно такой подход позволяет корректно учесть особенности гармонического состава напряжений и токов фаз при различных вариантах схем соединения обмоток [8].

Результаты моделирования установившегося режима работы трансформатора мощностью 240 кВА с соединением обмоток по схеме $\Delta/Y-11$ при питании от автономного инвертора напряжения (АИН) по схеме, рис. 1 (диоды защиты транзисторов на рисунке не показаны), приведены на рис. 2. Они хорошо совпадают с теоретическими диаграммами напряжений, рис. 3, выполненными согласно [11]. Некоторые различия в формах напряжений вторичной обмотки обусловлены влия-

нием падения напряжения ввиду протекания тока нагрузки в случае на рис. 2, тогда как на рис. 3 показан режим холостого хода.

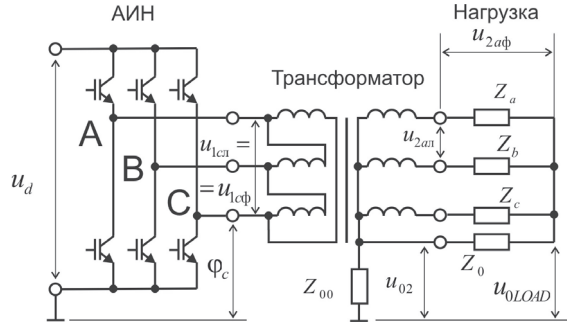


Рис. 1. Электрическая принципиальная схема включения трёхфазного трансформатора питания собственных нужд электровоза

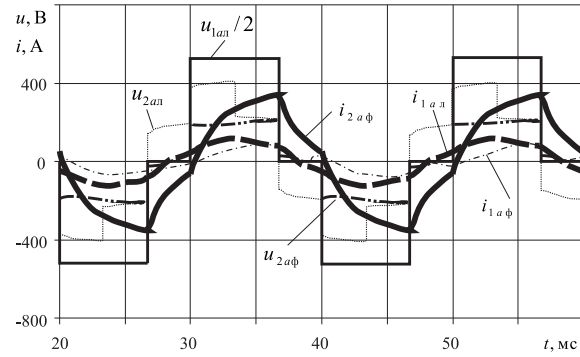


Рис. 2. Результаты моделирования токов и напряжений трансформатора 240 кВА Δ/Y-11

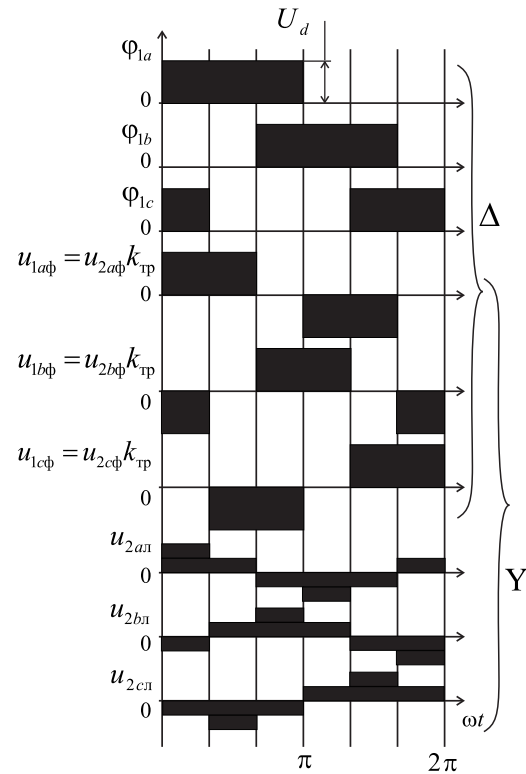


Рис. 3. Теоретические диаграммы напряжений при питании трансформатора Δ/Y-11 от двухуровневого АИН

На рис. 3 приняты обозначения: φ_1 – потенциал входной клеммы соответствующей фазы первичной обмотки относительно земли; $k_{тр}$ – фазный коэффициент трансформации.

Несколько сложнее дело обстоит при составлении ММ для других стандартных групп соединений трёхфазных трансформаторов, т. к. в этих случаях происходит перестановка фаз вторичной обмотки относительно первичной. Таков, например, случай Δ/Y-7, который используется в трёхфазном трансформаторе Т-164, предназначенном для гальванического разделения и преобразования напряжения канала блока питания вспомогательных цепей в напряжение питания потребителей собственных нужд электровоза. Для корректного получения токов и напряжений здесь требуется видоизменение выражений (2)–(4) путём замены фазных индексов a, b, c при токах вторичной обмотки и их производных соответственно на b, c, a .

$$u_{a01} = -e_{a01} = L_m(i_{ма}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) \right) \right] + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) + \left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) \right) \right]$$

$$u_{b01} = -e_{b01} = L_m(i_{мб}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) \right) \right] + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) + \left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) \right) \right]$$

$$u_{c01} = -e_{c01} = L_m(i_{мв}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) \right) \right] + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) + \left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) \right) \right]$$

Иначе говоря, такая замена индексов фаз производится при вводе сигналов с ММ вторичной обмотки в ММ первичной обмотки. Кроме этого, необходимо в комментариях к системе уравнений (1) произвести следующие замены:

$$\begin{aligned} e_{a2} &= \left(\frac{w_2}{w_1} u_{c01} + L_{ya2} \frac{di_{a2}}{dt} \right); \\ e_{b2} &= \left(\frac{w_2}{w_1} u_{a01} + L_{yb2} \frac{di_{b2}}{dt} \right); \\ e_{c2} &= \left(\frac{w_2}{w_1} u_{b01} + L_{yc2} \frac{di_{c2}}{dt} \right). \end{aligned}$$

То есть индексы при падении напряжения в ветви намагничивания первичной обмотки каждой фазы u_{01} заменены: в фазе a на c , в фазе b на a , в фазе c на b . Здесь имеет место ввод сигналов с ММ первичной обмотки в ММ вторичной обмотки, чем и объясняется обратная замена индексов фаз: b, c, a при u_{01} соответственно на a, b, c .

Отметим, что при отладке модели в смысле соответствия группе соединения, следует проверять результаты в режиме холостого хода трансформатора по фазовым сдвигам напряжений первичной и вторичной обмоток, а также результаты в режиме работы под нагрузкой для оценки соотношения тока первичной обмотки и приведённого тока во вторичной обмотке.

Выводы

1. Разработана математическая модель трёхфазного трансформатора с единым магнитопроводом, позволяющая учитывать потери в стали. Учёт нелинейности кривой намагничивания производится индивидуально для каждой фазы.
2. Достоинствами разработанной модели являются возможность ее настройки для получения различных стандартных групп соединений обмоток и использование при произвольной схеме соединений обмоток.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сипайлов Г.А., Лоос А.В. Математическое моделирование электрических машин (АВМ). — М.: Высшая школа, 1980. — 176 с.
2. Воронин А.В., Грапов А.В., Ермоленко А.В., Ивлев В.А. Использование программы моделирования аналоговых устройств SPICE для расчёта участка электроснабжения переменного тока // Новое в хозяйстве электроснабжения: Сб. науч. тр. / под ред. А.Б. Косарева. — М.: Интекст, 2003. — С. 76–85.
3. Гусев А.С., Свечкарёв С.В., Плодистый И.Л. Универсальная математическая модель трёхфазных трансформаторов и автотрансформаторов // Известия Томского политехнического университета. — 2007. — Т. 311. — № 4. — С. 77–81.
4. Three-Phase Transformer Inductance Matrix Type (Two Windings). 2012. URL: <http://www.mathworks.com/help/toolbox/physmod/powersys/ref/threephasetransformerinductancematrixtype-two-windings.html> (дата обращения: 06.04.2012).
5. Three-Phase Transformer 12 Terminals. 2012. URL: <http://www.mathworks.com/help/toolbox/physmod/powersys/ref/threephasetransformer12terminals.html> (дата обращения: 06.04.2012).
6. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. — М.: Высшая школа, 1994. — 318 с.
7. Пехотский И.В., Пустоветов М.Ю., Пустоветова С.Ю. Моделирование электромагнитных процессов в трансформаторах // Вестник ВЭЛНИИ. — 2004. — № 2. — С. 78–85.
8. Вольдек А.И. Электрические машины. — Л.: Энергия, 1974. — 840 с.
9. Булгаков Н.И. Группы соединения трансформаторов. 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергия, 1977. — 81 с.
10. Пустоветов М.Ю., Пехотский И.В. Способ учёта нелинейности кривой намагничивания при переменной частоте питающего напряжения // Вестник ВЭЛНИИ. — 2004. — № 1. — С. 239–249.
11. Ротанов Н.А., Курбасов А.С., Быков Ю.Г., Литовченко В.В. Электроподвижной состав с асинхронными тяговыми двигателями. — М.: Транспорт, 1991. — 336 с.

Поступила 09.04.2012 г.

УДК 621.311.001.57

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЙ ГИБРИДНЫЙ ПРОЦЕССОР ДЛЯ ВСЕРЕЖИМНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ СТАТИЧЕСКИХ СИНХРОННЫХ КОМПЕНСАТОРОВ

А.С. Васильев, Ю.С. Боровиков, А.С. Гусев, А.О. Сулайманов

Томский политехнический университет

E-mail: vasilovas@tpu.ru

Приведены результаты разработки и тестового компьютерного моделирования специализированного гибридного процессора статического синхронного компенсатора, предназначенного для аналоговых средств всережимного моделирования в реальном времени обычных и активно-адаптивных электрических сетей.

Ключевые слова:

Статический синхронный компенсатор, математическая модель, гибридный процессор, всережимное бездекомпозиционное моделирование, непрерывность, реальное время, компьютерное моделирование.

Key words:

Static synchronous compensator, mathematical model, hybrid processor, full regime spectrum indecomposable simulation, infinity, real time, computer simulation.

Статический синхронный компенсатор (СТАТКОМ) с трехуровневым преобразователем напряжения (ПН) на базе современной силовой полупроводниковой электроники рассматривается в качестве основного, а также базового элемента других устройств и систем FACTS в планируемых и проектируемых в настоящее время активно-адаптивных электрических сетях (ААЭС).

Однако создание ААЭС связано с решением комплекса сложных и нетрадиционных проектных, исследовательских и эксплуатационных задач: определение оптимального состава и мест расположения устройств FACTS; разработка и исследование законов локального и системного управления устройствами FACTS при всевозможных нормальных, аварийных и послеаварийных режимах работы ААЭС. Значительная сложность поставленных задач обусловлена, прежде всего, быстродействием, непрерывностью и особенностями работы устройств FACTS, в частности междофазным функционированием СТАТКОМ. Отмеченные и другие факторы функционирования ААЭС исключают при решении указанных задач: применение декомпозиции режимов и процессов; существенное упрощение математических моделей оборудования и ААЭС, включая релейную защиту, противоаварийную автоматику и особенно устройства FACTS; ограничение интервала воспроизведения процессов. Кроме этого для решения большинства приведенных задач необходим реальный масштаб времени воспроизведения процессов.

Между тем, во всех используемых в настоящее время средствах расчета режимов и процессов в реальных энергосистемах, в силу их общей методической основы, неизбежно применяются указанные упрощения и ограничения. В результате для успешного решения перечисленных задач необходимо создание соответствующих средств моделирования ААЭС, способных обеспечивать необходимую полноту, достоверность и реальный масштаб времени моделирования при всевозможных нормаль-

ных, аварийных и послеаварийных режимах их работы.

Рассмотренная в [1] специализированная многопроцессорная программно-техническая система гибридного типа для всережимного моделирования в реальном времени электроэнергетических систем обладает такими свойствами и возможностями, но в рамках обычных традиционных энергосистем. Поэтому в связи с обозначенной проблемой актуальным является создание на этой основе системы для моделирования ААЭС, содержащей в частности специализированные гибридные процессоры (СГП) для всережимного моделирования в реальном времени устройств FACTS.

В данной статье приведены результаты разработки СГП СТАТКОМ с трехуровневым ПН в соответствии с едиными принципами построения всех СГП [1] системы и тестового компьютерного моделирования основных его фрагментов. Методика создания СГП включает в себя: анализ принципиальных схем моделируемого оборудования; составление адекватных схем замещения и соответствующих им всережимных математических моделей; разработку, исследование и испытание программно-технических средств реализации синтезированных моделей, образующих в совокупности конкретный вид СГП, на базе интегральной микроэлектроники, микропроцессорной техники и IT-технологий. Все аспекты, касающиеся СГП согласующего трансформатора, подробно рассмотрены в ранее опубликованных работах [2, 3].

На рис. 1 приведена схема замещения рассматриваемого СТАТКОМ, где $L_{R\zeta}$, $R_{R\zeta}$ — индуктивность и активное сопротивление фазы $\zeta=A,B,C$ реактора; C_{Si} — емкость i -й конденсаторной батареи (КБ); R_{Csi} — сопротивление в цепи i -й КБ; $L_{F\zeta}$, $R_{LF\zeta}$ — индуктивность и активное сопротивление реактора фильтра; $C_{F\zeta}$, $R_{F\zeta}$ — емкость конденсатора и сопротивление резистора фильтра; K_{Sai} — ключи, реализующие ПН; K_{Sdi} — ключи, реализующие линейные выключатели КБ; $K_{F\zeta i}$ — ключи для переключения

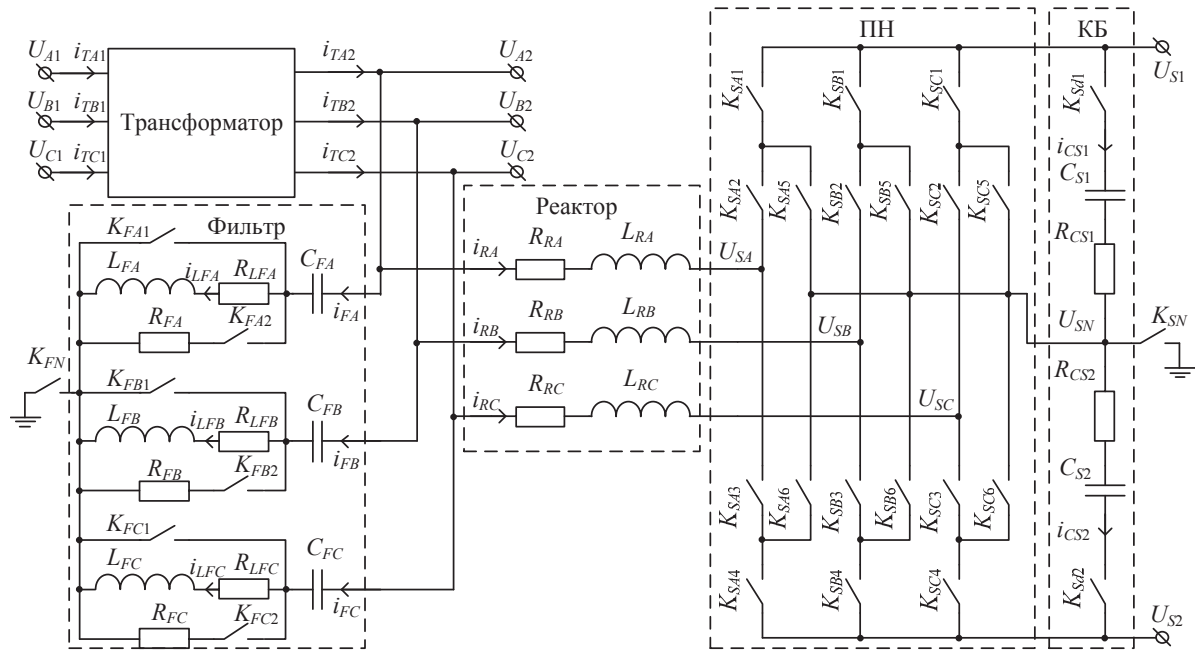


Рис. 1. Трехфазная схема замещения СТАТКОМ с трехуровневым ПН и фильтром

схемы фильтра; K_{SN} , K_{FN} — ключи заземления нулевых цепей КБ и фильтра; $U_{\varphi i}$, $i_{T\varphi i}$ — фазное напряжение и ток i -й обмотки трансформатора; $i_{F\varphi i}$, $i_{L\varphi i}$ — токи конденсатора и реактора фильтра; $i_{R\varphi i}$ — ток реактора; $i_{K\varphi i}$ — ток i -й КБ; $U_{\varphi i}$ — напряжение i -го полюса ПН.

В связи с тем, что при любом способе математического моделирования оборудования в схемах содержатся коммутационные элементы: силовые полупроводниковые ключи ПН, высоковольтные линейные выключатели и короткозамыкатели, образующие продольные и поперечные коммутаторы, возможно осуществление полного спектра различных трехфазных коммутаций. Ключи реализованы в СГП на модельном физическом уровне, обеспечивающем максимальную адекватность воспроизведения процесса коммутации в реальном времени. Для этого соответствующие непрерывные математические переменные токов, представленные напряжениями, преобразуются в разработанном СГП СТАТКОМ (рис. 2) с помощью интегральных преобразователей напряжение—ток (ПНТ) в мо-

дельные физические токи и все коммутации адекватно моделируются с помощью интегральных цифруправляемых аналоговых ключей: ПН, цифруправляемых продольных коммутаторов — ЦПрК, поперечных коммутаторов — ЦПоК на модельном физическом уровне, на котором естественным образом взаимодействуют между собой и все СГП согласно топологии моделируемой ААЭС.

Непрерывное решение дифференциальных уравнений, образующих математические модели оборудования СТАТКОМ, осуществляют соответствующие сопроцессоры (СП). Результат их решения подвергается оцифровке в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) и поступает в блок микропроцессоров (БМ), который, в свою очередь, осуществляет весь спектр преобразований данных, необходимый для наблюдения за процессом моделирования, управления в реальном времени параметрами СП, состояниями ЦПрК, ЦПоК и ПН в соответствии с заданными режимами работы и алгоритмами системы автоматического управления СТАТКОМ.

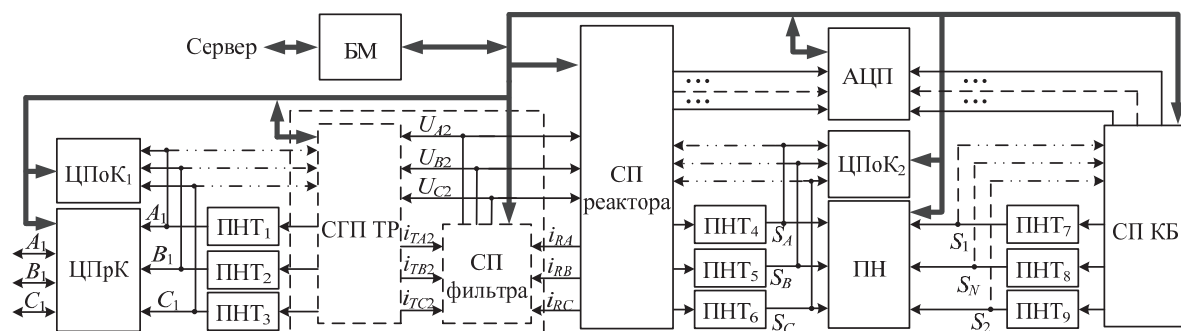


Рис. 2. Структурная схема СГП СТАТКОМ, соединенного с СГП трансформатора (ТР)

Математическая модель реактора образует систему уравнений вида:

$$\frac{di_{R\xi}}{dt} = \frac{1}{L_{R\xi}} (u_{\xi 2} - u_{S\xi} - i_{R\xi} R_{R\xi}).$$

Для проверки адекватности воспроизведения математической модели реактора программно-техническими средствами ее реализации смоделирована принципиальная схема СП реактора в программе *Multisim 11.0*. Выбор программы обусловлен наличием в библиотеке, предоставляемой компанией производителем, необходимых электронных компонентов. Здесь и далее при выборе параметров элементов принципиальных схем СП были использованы масштабные коэффициенты по току $k_i=509,12$ А/В и по напряжению $k_U=3000$ В/В. Параметры оборудования приведены в абсолютных и относительных величинах.

Ниже приведены результаты исследования характеристик работы схемы СП реактора, полученные при задании соответствующего входного тестового сигнала напряжения $u_{RA}=u_{A2}-u_{SA}$. На рис. 3 представлены временные диаграммы выходного сигнала тока, при синусоидальном входном напряжении.

Частотные свойства схемы СП реактора иллюстрируют амплитудно-частотные (АЧХ) и фазо-частотные характеристики (ФЧХ) (рис. 4, 5), снятые при различных параметрах модельных индуктивностей L' и сопротивлений R' реактора.

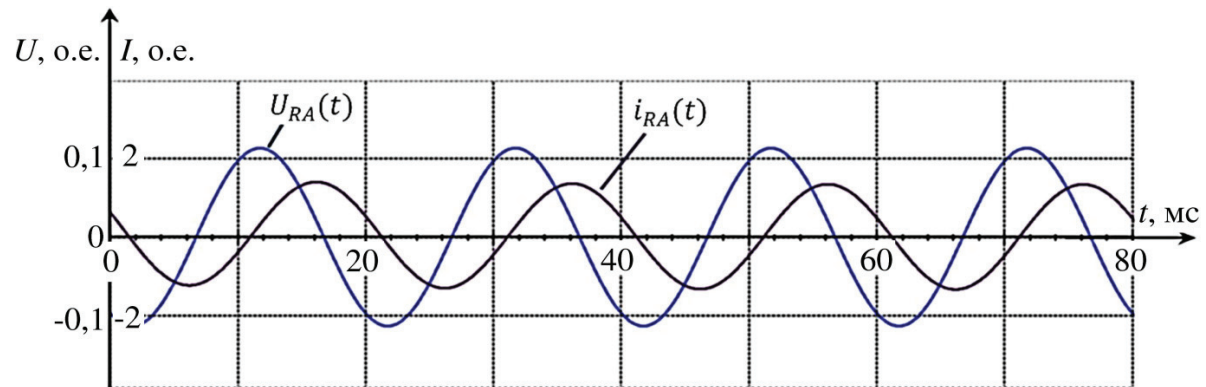


Рис. 3. Диаграмма тока реактора при задании входного напряжения

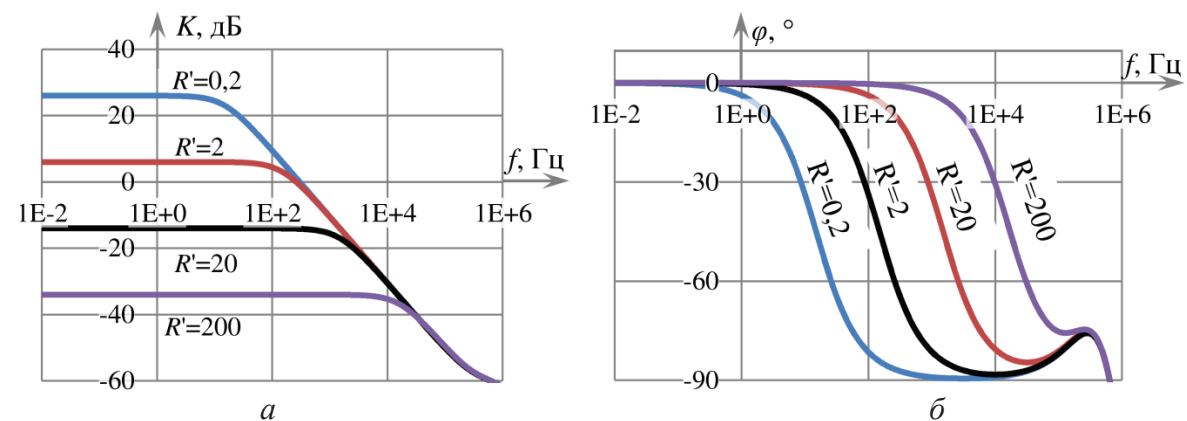


Рис. 4. а) АЧХ; б) ФЧХ СП реактора при изменении активного сопротивления

Характеристики (рис. 4) сняты для индуктивности $3,123$ мГн ($5,3 \cdot 10^{-4}$ о.е.) при различных активных сопротивлениях реактора. Частота среза АЧХ совпадает с расчетной, приведенной к модельной величине, и составляет 300 Гц. Подъем ФЧХ на частотах выше 10 кГц (рис. 4, 5) обусловлен частотными свойствами применяемой интегральной микроэлектронной элементной базы (табл. 1).

Таблица 1. Зависимость коэффициента передачи на нулевой частоте от сопротивления

Сопротивление модельное R' , о.е.	0,2	2	20	200
Сопротивление реактора, Ом	1,18	11,8	118	1180
Коэффициент передачи на нулевой частоте, дБ	26,02	6,02	-13,98	-33,98

Характеристики (рис. 5) сняты для сопротивления $11,8$ Ом (2 о.е.) при различных индуктивностях реактора. Коэффициент передачи на нулевой частоте равен $6,02$ дБ и совпадает с расчетным значением (табл. 2).

Таблица 2. Зависимость частоты среза АЧХ от индуктивности

Индуктивность модельная L' , о.е.	$5,3 \cdot 10^{-3}$	$5,3 \cdot 10^{-4}$	$5,3 \cdot 10^{-5}$	$5,3 \cdot 10^{-6}$	$5,3 \cdot 10^{-7}$
Индуктивность реактора, мГн	31,23	3,123	0,3123	0,0312	0,0031
Частота среза, Гц	0,259	2,59	25,9	259	2590

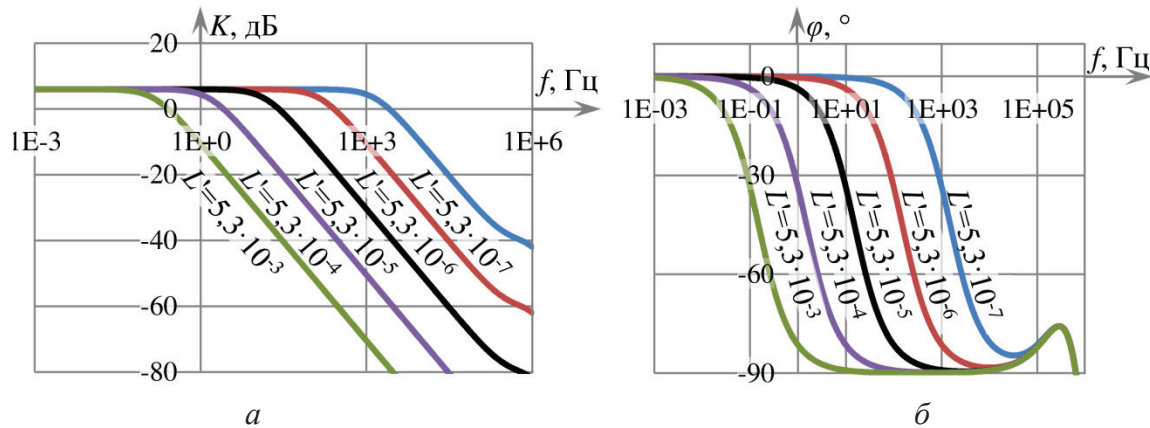


Рис. 5. а) АЧХ; б) ФЧХ (СП реактора при изменении индуктивности)

Из характеристик (рис. 4, 5) и таблиц 1 и 2 можно определить, что частотный диапазон адекватного воспроизведения процессов в реакторе составляет 10 кГц.

Моделирование работы КБ осуществляет СП КБ решением уравнений вида:

$$\begin{cases} \frac{du_{C_{Si}}}{dt} = \frac{1}{C_{Si}} i_{C_{Si}}; \\ i_{C_{Si}} = \frac{u_{C_{Si}} - u_{C_{Si}l}}{R_{C_{Si}}}, \end{cases}$$

где $u_{C_{Si}}$ — емкостное напряжение i -й КБ.

Результаты моделирования схемы СП КБ приведены на рис. 6.

С помощью СП фильтра производится решение системы уравнений фильтра СТАТКОМ. При этом заданием соответствующих параметров фильтр настраивается на полосу пропускания, равную частоте коммутации клапанов. Всережимная модель фильтра образует систему уравнений вида:

$$\begin{cases} \frac{di_{LF\xi}}{dt} = \frac{1}{L_{F\xi}} \{ R_{F\xi} (i_{T\xi 2} - i_{R\xi}) - \\ - (R_{F\xi} + R_{LF\xi}) i_{LF\xi} \}; \\ \frac{du_{CF\xi}}{dt} = \frac{1}{C_{F\xi}} (i_{T\xi 2} - i_{R\xi}); \\ u_{\xi 2} = R_{F\xi} (i_{F\xi} - i_{LF\xi}) + u_{FN} + u_{CF}, \end{cases}$$

где $u_{CF\xi}$ — напряжение на конденсаторе фильтра.

На рис. 7, 8 представлены АЧХ, ФЧХ, диаграммы входного модельного тока $i_{TA2} - i_{RA}$ и выходного фазного напряжения фильтра u_{A2} , настроенного на частоту 1 кГц. При этом параметры фильтра соответствуют: $C_{FA} = 24$ мкФ ($0,1417 \cdot 10^{-3}$ о.е.); $L_{FA} = 1,06$ мГн ($0,1767 \cdot 10^{-3}$ о.е.); $R_{LFA} = 10$ МОм ($1,667 \cdot 10^{-3}$ о.е.); $R_{FA} = 59$ Ом (10 о.е.).

Отличие полученных частотных характеристик СП фильтра от теоретических обусловлено свойствами интегральной микроэлектронной элементной базы.

Диаграмма фазного напряжения, полученная при входном сигнале тока $i_{FA}(t) = 0,1 \sin(314t) + 0,1 \sin(6283t)$, о.е., подтверждает адекватность моделирования фильтра, так как угол сдвига фазы тока составляет 90° и амплитуда гармоники 1 кГц практически равна нулю.

Результаты совместного моделирования СП реактора, ПН и СП КБ приведены на рис. 9–11.

Полученные характеристики (рис. 9, 10) соответствуют ожидаемым, что подтверждает адекватность предложенной модели СТАТКОМ. Представленные на рис. 11 диаграммы напряжений имеют амплитуду, равную напряжению на КБ, что необходимо учитывать при выборе масштабов по напряжению при подключении физических аналогов оборудования СТАТКОМ.

Выводы

1. Разработан специализированный гибридный процессор статического синхронного компонен-

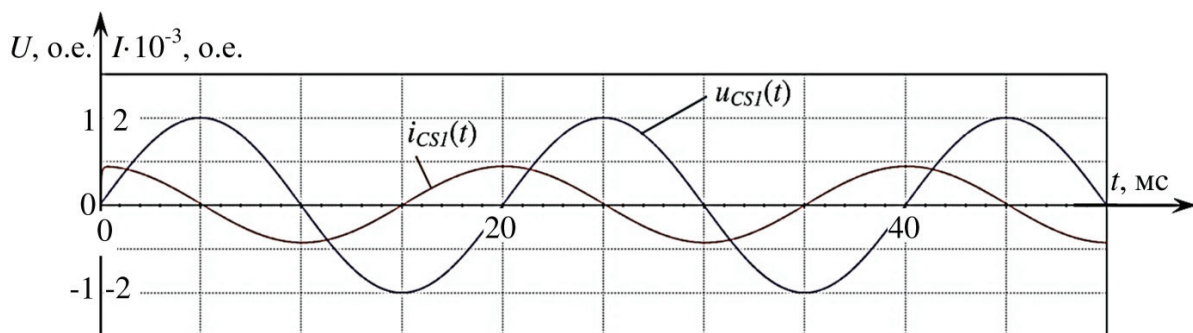


Рис. 6. Диаграммы напряжения и тока КБ

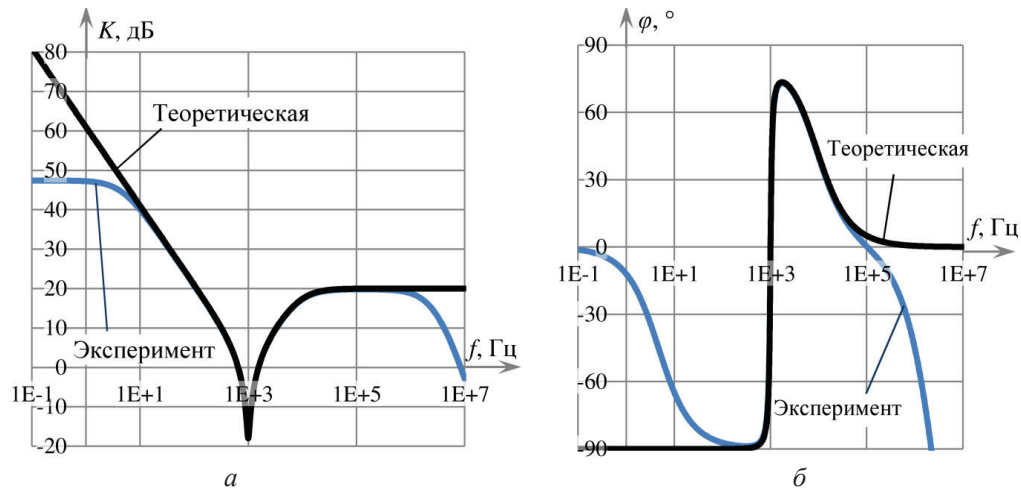


Рис. 7. Теоретические и экспериментальные а) АЧХ, б) ФЧХ СП фильтра

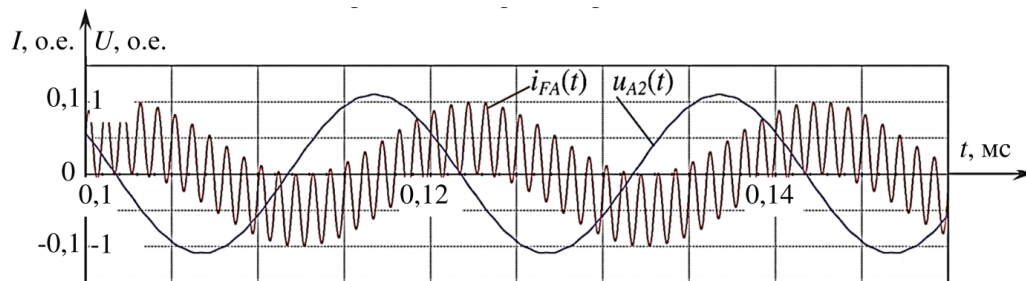


Рис. 8. Фазное напряжение и ток фазы фильтра, полученные при моделировании

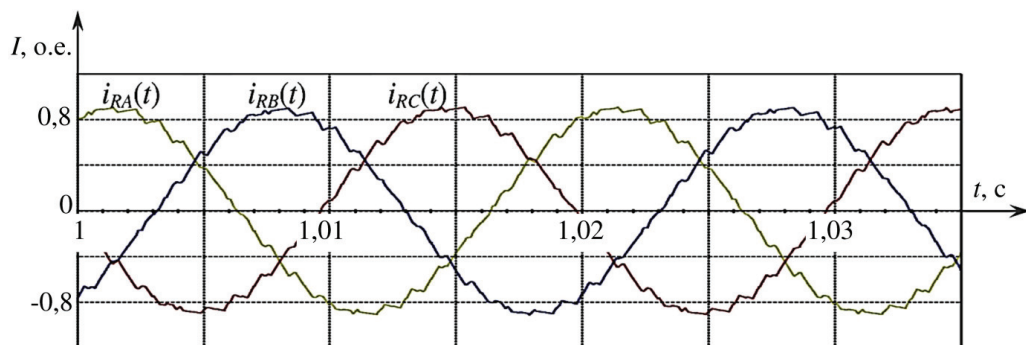


Рис. 9. Диаграммы токов в сглаживающих реакторах

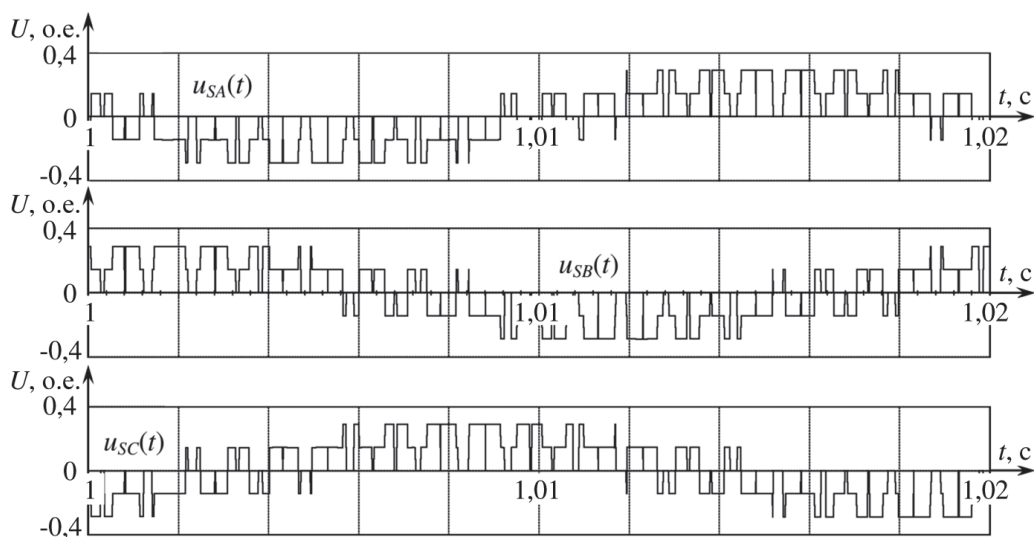


Рис. 10. Диаграммы напряжений на стороне переменного тока ПН

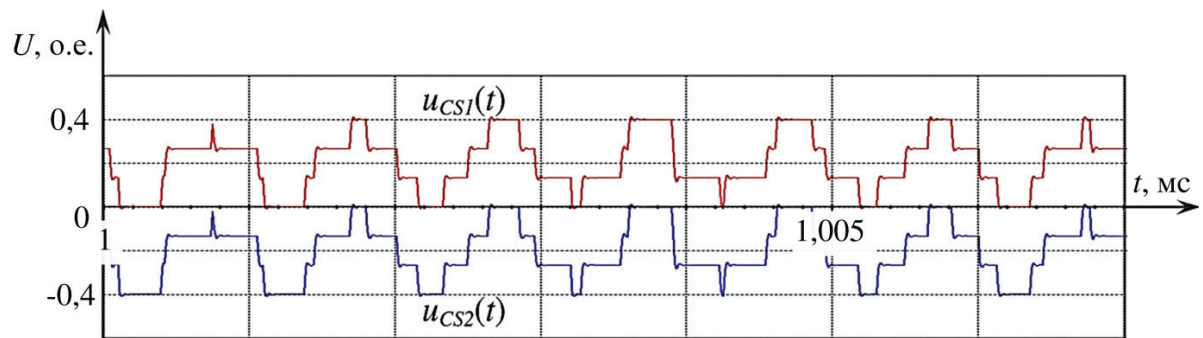


Рис. 11. Диаграммы напряжений на полюсах ПН

- сатора с трехуровневым преобразователем напряжения для непрерывного всережимного моделирования в реальном времени активно-адаптивных электрических сетей.
2. Структура гибридного процессора позволяет применять в ней не только трехуровневый преобразователь напряжения, но и любую другую его модификацию и подключать к нему аналого-цифровые математические и физические модели конденсаторных батарей, различных нагрузок и источников энергии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гусев А.С. Концепция и средства всережимного моделирования в реальном времени электроэнергетических систем // Известия вузов. Проблемы энергетики. – 2008. – № 9–10/1. – С. 164–170.
2. Гусев А.С., Свечкарев С.В., Плодистый И.Л. Универсальная математическая модель силовых трехфазных трансформаторов и автотрансформаторов // Известия Томского политехнического университета. – 2007. – Т. 311. – № 4. – С. 77–81.
3. Результаты моделирования соответствуют с необходимой точностью теоретическим: амплитудно-частотные характеристики в диапазоне до 100 кГц, а фазо-частотные характеристики – до 10 кГц, что обеспечивает с запасом требуемый до 5 кГц диапазон достоверного воспроизведения процессов в моделируемых статических синхронных компенсаторах.
Работа выполнена при поддержке федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2007–2013 годы».
3. Боровиков Ю.С., Васильев А.С., Гусев А.С. Программно-технические средства всережимного моделирования в реальном времени статического синхронного компенсатора // Электричество. – 2012. – № 6. – С. 29–33.

Поступила 24.07.2012 г.

БЕЗДАТЧИКОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С СИНЕРГЕТИЧЕСКИМ РЕГУЛЯТОРОМ

А.С. Глазырин

Томский политехнический университет

E-mail: asglazyrin@tpu.ru

Представлены результаты имитационного моделирования бездатчиковых систем управления с идентификаторами состояния на основе фильтра Калмана и наблюдателя Льюенбергера. Показаны преимущества и недостатки применяемых идентификаторов состояния при использовании их в системе управления с синергетическим регулятором.

Ключевые слова:

Синергетическое управление, переходные процессы, фильтр Калмана, наблюдатель Льюенбергера.

Key words:

Synergetic control, transients, Kalman filter, Luenberger observer.

Введение

В последние десятилетия получил стремительное развитие и распространение новый синергетический метод синтеза систем управления нелинейными многомерными динамическими объектами. Подобный метод позволяет аналитически вывести законы управления для сложных динамических систем, основываясь на принципах самоорганизации и декомпозиции исследуемых объектов [1]. Асинхронный двигатель (АД) представляет собой сложный электромеханический объект, следовательно, он описывается существенно нелинейной математической моделью. Для создания алгоритма управления, способного адаптировать работу АД к изменению внешних возмущений и внутренних параметров, оправдано применение синергетического метода. При этом представляет интерес осуществление «бездатчикового» управления АД, т. е. регулирования переменных состояния двигателя с использованием реальной информации только о статорных токах и напряжениях [2, 3].

Целью данной работы является сравнительный анализ бездатчиковых систем управления АД с синергетическим регулятором и идентификаторами состояния на основе фильтра Калмана и наблюдателя Льюенбергера.

Бездатчиковая система управления АД с синергетическим регулятором и идентификатором состояния

Структура системы управления АД представлена на рис. 1, где АИН – автономный инвертор напряжения; ПКП, ОКП – прямой и обратный преобразователи координат; ИС – идентификатор состояния; И – интегратор.

Синергетический регулятор для управления асинхронным двигателем синтезирован на основании математического описания АД во вращающейся системе координат $x-y$, связанной с полем ротора, с учетом модели автономного инвертора напряжения, упрощенного до апериодического звена первого порядка. Подробный вывод уравне-

ний состояния регулятора и соответствующая им структурная схема описаны в [4]. Входными сигналами для синергетического регулятора являются статорные напряжения U_{1x} , U_{1y} и токи I_{1x} , I_{1y} двигателя во вращающейся системе координат $x-y$, сигналы задания на скорость U_{ω} и потокосцепление ротора U_{ψ} двигателя, оценки скорости $\hat{\omega}$ и потокосцепления ротора $|\hat{\psi}_2|$, рассчитанные идентификатором состояния, а также оценка скорости вращения поля ротора $\hat{\omega}_{\psi 2}$, полученная путем интегрирования оценки угла поворота вектора потокосцепления ротора $\hat{\theta}_{\psi 2}$. Сигнал $\hat{\theta}_{\psi 2}$ используется для создания прямого и обратного преобразователей координат, осуществляющих переход от неподвижной системы координат $\alpha-\beta$ во вращающуюся систему $x-y$ и обратно. На идентификатор состояния поступают статорные напряжения $U_{1\alpha}$, $U_{1\beta}$ и токи $I_{1\alpha}$, $I_{1\beta}$ двигателя в неподвижной системе координат $\alpha-\beta$.

Результаты моделирования

На основании структуры, приведенной на рис. 1, в программной среде MATLAB Simulink были созданы имитационные модели двух вариантов систем бездатчикового управления АД. В одном случае в качестве ИС использовался фильтр Калмана, а в другом – наблюдатель Льюенбергера. Математический аппарат калмановской фильтрации описан в [5], модель применяемого наблюдателя Льюенбергера приведена в [3]. В качестве исследуемого АД был принят двигатель типа АИР 90L4 с номинальной мощностью $P_{2н}=2,2$ кВт и синхронной частотой вращения $n_0=1500$ об/мин.

На рис. 2 представлены графики переходных процессов угловой скорости вращения вала двигателя в бездатчиковом электроприводе с различными идентификаторами состояния при пуске на максимальную скорость и набросе номинальной нагрузки в момент времени $t=0,2$ с. Моделирование производилось численным методом Эйлера первого порядка с шагом интегрирования $\Delta t=1$ мкс. Характер нагрузки был принят постоянным.

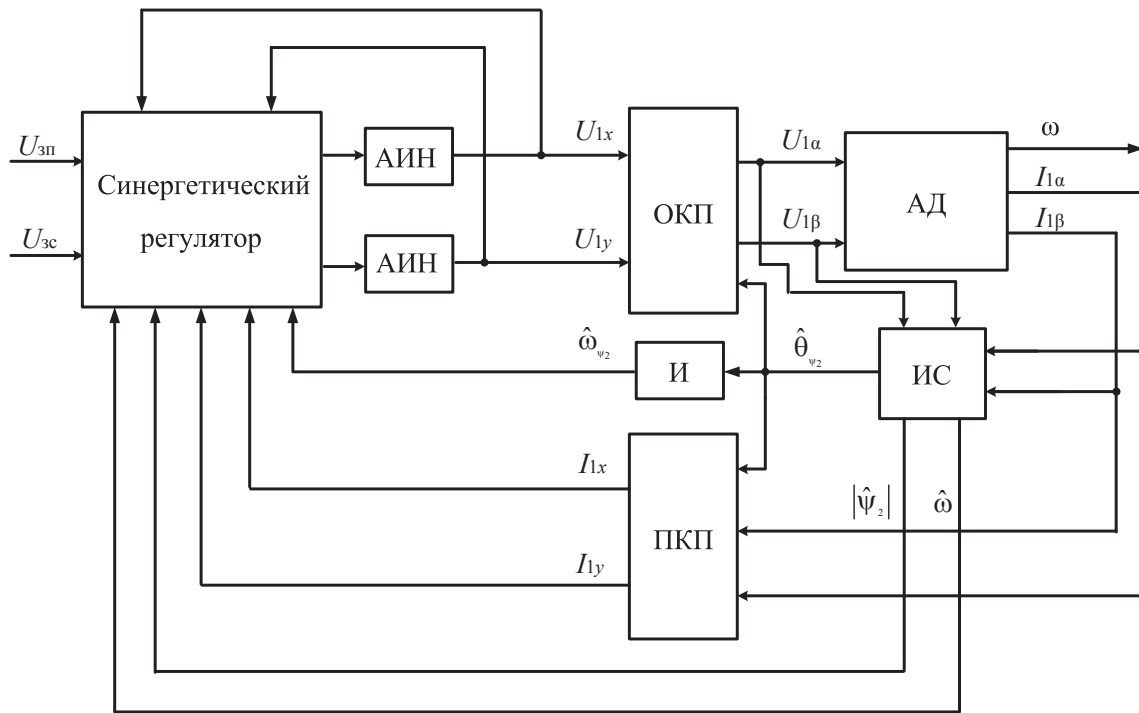


Рис. 1. Структура бездатчиковой системы управления АД с синергетическим регулятором

Из полученных графиков видно, что бездатчиковый синергетический электропривод с фильтром Калмана обладает статизмом по возмущению небольшой величины $\Delta\omega_{\text{возм}} = 0,3\%$. В то же время в системе с наблюдателем Люенбергера указанное свойство отсутствует.

В [4] доказано, что управление асинхронным электродвигателем с помощью синтезированного синергетического закона устойчиво к изменению в большом диапазоне внутренних параметров объекта, например, активных сопротивлений обмоток АД. Как известно, особенность бездатчиковых систем управления электроприводов заключается в повышенной чувствительности к параметрическим возмущениям [2]. Задача исследований со-

стояла в определении границ устойчивой работы бездатчиковых электроприводов с синергетическим регулятором и различными идентификаторами состояния при изменении внутренних параметров двигателя. Рассмотрению подлежал режим пуска электропривода вхолостую на максимальную скорость с последующим набросом номинальной нагрузки в момент времени $t=0,2$ с.

На рис. 3, 4 представлены переходные процессы угловой скорости вращения вала АД в бездатчиковом электроприводе с фильтром Калмана при значениях активных сопротивлений обмоток двигателя, соответствующих предельной устойчивости работы электромеханической системы.

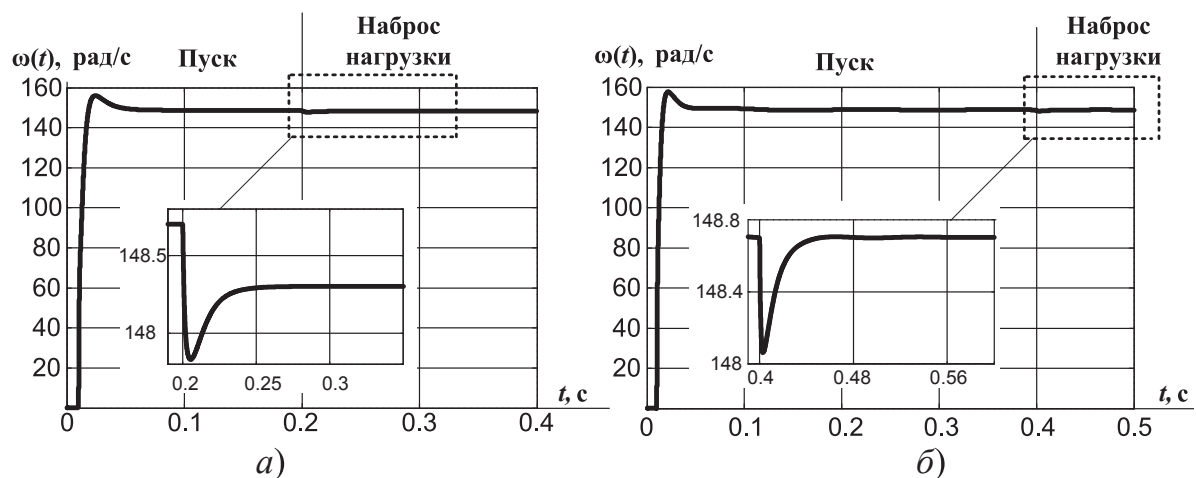


Рис. 2. Переходные процессы в бездатчиковом электроприводе: а) с фильтром Калмана; б) с наблюдателем Люенбергера

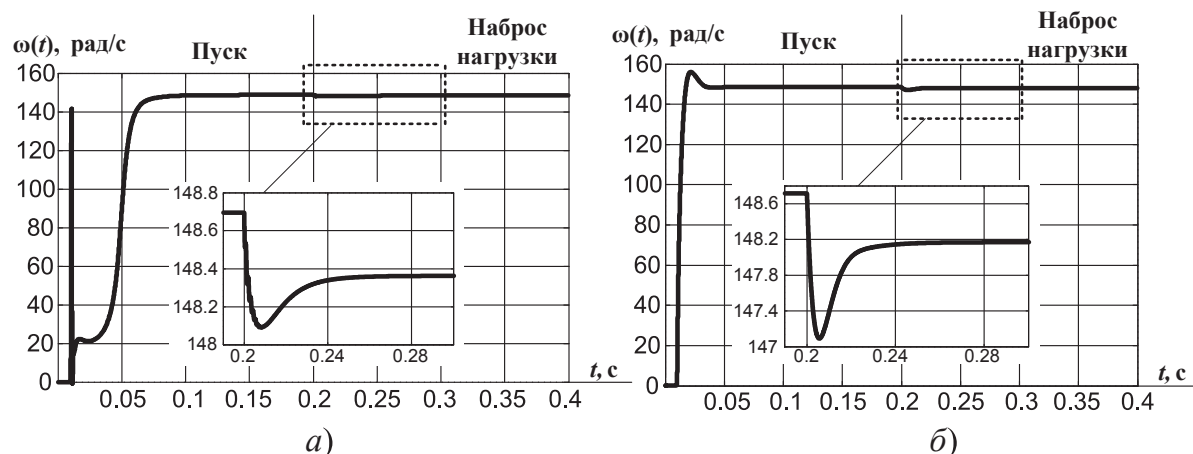


Рис. 3. Переходные процессы в бездатчиковом электроприводе с фильтром Калмана. Активное сопротивление статора R_s : а) понизилось на 10 %; б) возросло на 20 %

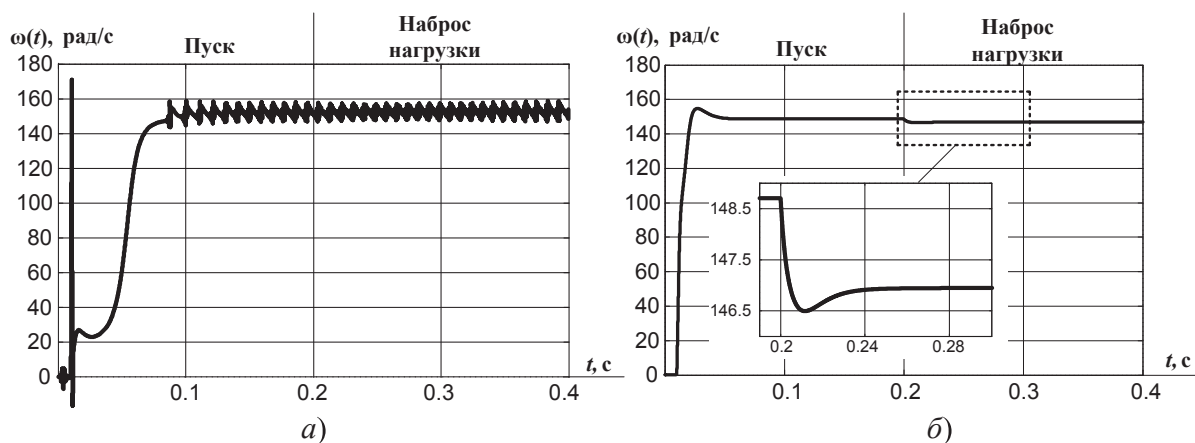


Рис. 4. Переходные процессы в бездатчиковом электроприводе с фильтром Калмана. Активное сопротивление ротора R_r : а) понизилось на 13 %; б) возросло на 20 %

На рис. 5, 6 представлены переходные процессы угловой скорости вращения вала АД в бездатчиковом электроприводе с наблюдателем Люенбергера при значениях активных сопротивлений обмоток двигателя в диапазоне устойчивой работы электропривода.

На рис. 7 приведены переходные процессы угловой скорости вращения вала двигателя в системах бездатчикового электропривода с различными идентификаторами состояния при увеличении эквивалентного момента инерции в 5 раз. Причиной изменения указанного параметра может послужить подключение механизма к электроприводу, работавшему на холостом ходу [2].

Из полученных графиков видно, что бездатчиковый асинхронный электропривод, управляемый синергетическим регулятором, с фильтром Калмана в цепи обратной связи обеспечивает более широкий диапазон изменения активных сопротивлений обмоток двигателя при устойчивой работе системы, чем электропривод с применением наблюдателя Люенбергера. Лучшую параметрическую робастность бездатчиковой системы управления с фильтром Калмана по сравнению с аналогичной

системой с наблюдателем Люенбергера на примере векторного асинхронного электропривода доказывает также сравнительный анализ результатов исследований в работах [2, 3]. Изменение активных сопротивлений обмоток двигателя приводит к появлению статизма по возмущению в электроприводе с наблюдателем Люенбергера.

Увеличение эквивалентного момента инерции при бездатчиковом синергетическом управлении АД ведет к повышению колебательности скорости вала двигателя при пуске, таблица.

Таблица. Сравнительный анализ бездатчиковых систем управления с синергетическим регулятором при устойчивой работе системы

Идентификатор состояния	Границы изменения, % от номинала		Перерегулирование скорости*, %
	R_s	R_r	
Фильтр Калмана	90...120	87...120	18,1
Наблюдатель Люенбергера	93...105	91...107	24,8

*При пятикратном увеличении момента инерции.

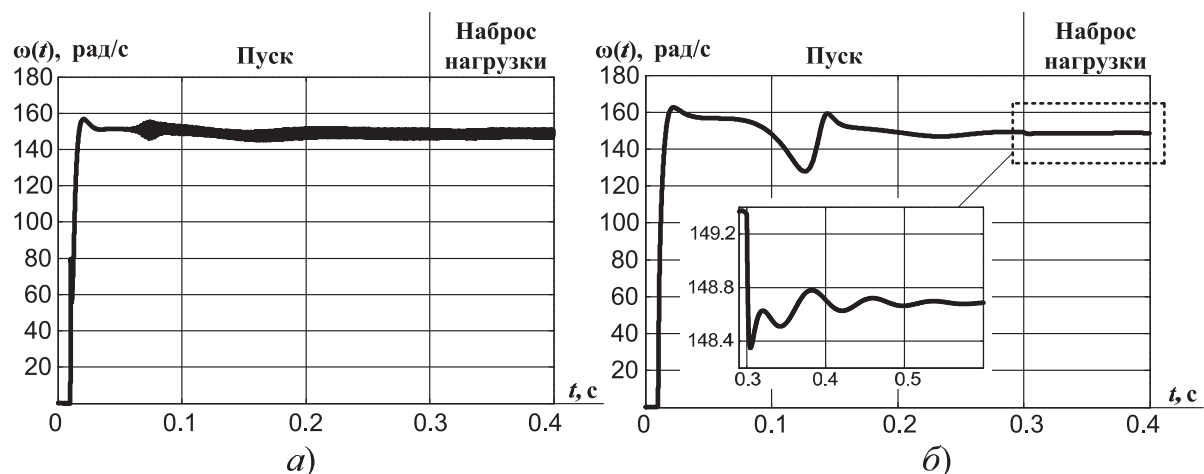


Рис. 5. Переходные процессы в бездатчиковом электроприводе с наблюдателем Люенбергера. Активное сопротивление статора R_s : а) понизилось на 7 %; б) возросло на 5 %

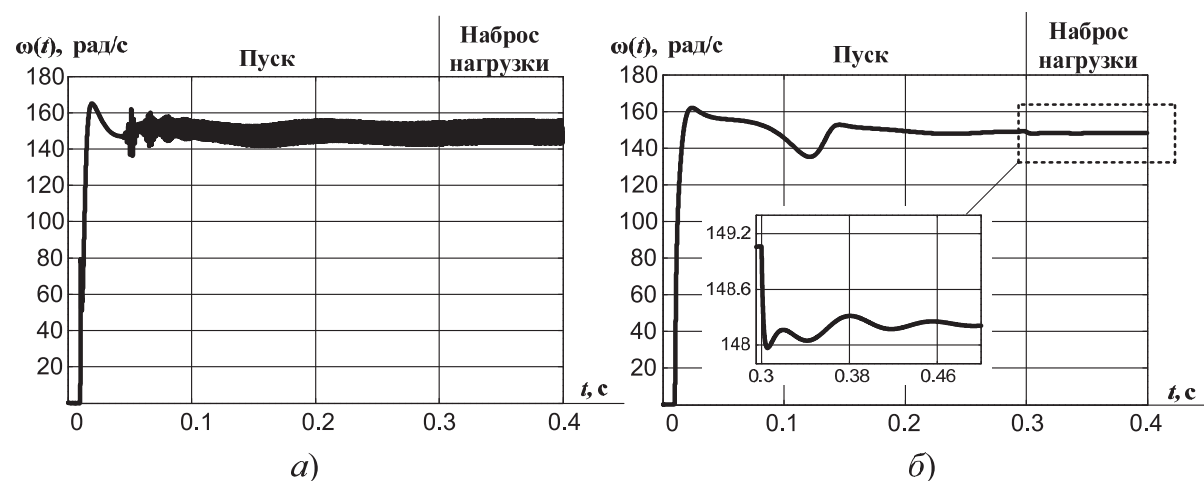


Рис. 6. Переходные процессы в бездатчиковом электроприводе с наблюдателем Люенбергера. Активное сопротивление ротора R_r : а) понизилось на 9 %; б) возросло на 7 %

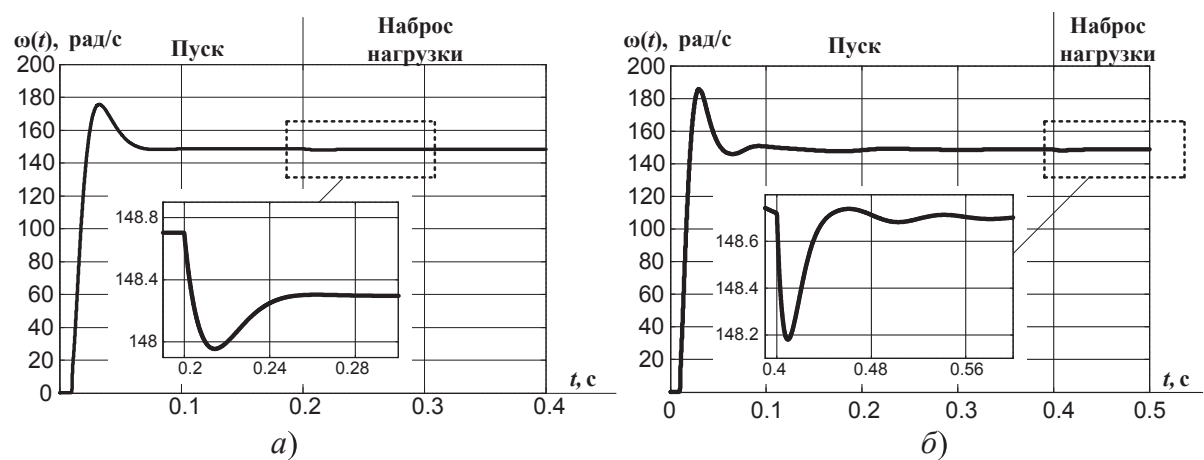


Рис. 7. Переходные процессы при увеличении эквивалентного момента инерции в 5 раз в бездатчиковом электроприводе: а) с фильтром Калмана; б) с наблюдателем Люенбергера

Результаты моделирования показывают, что для бездатчикового управления асинхронным электроприводом с синергетическим регулятором наиболее подходящим является применение фильтра Калмана в качестве идентификатора состояния АД. Улучшение параметрической робастности указанной бездатчиковой системы управления может быть достигнуто путем дополнения вектора состояния фильтра Калмана вектором параметров двигателя.

К преимуществу наблюдателя Люенбергера в составе электропривода относится большее быстродействие при расчете переменных двигателя с тем же шагом интегрирования Δt , что объясняется простым математическим описанием наблюдателя по сравнению с алгоритмом калмановской фильтрации. Указанные достоинства наблюдателя позволяют рекомендовать его к применению в системах электроприводов, к которым предъявлены менее жесткие требования к качеству динамических процессов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Синергетические методы управления сложными системами: механические и электромеханические системы / под общ. ред. А.А. Колесникова. – М.: Едиториал УРСС, 2006. – 279 с.
2. Ланграф С.В., Глазырин А.С., Глазырина Т.А., Афанасьев К.С., Тимошкин В.В., Козлова Л.Е. Исследование параметрической робастности бездатчикового векторного асинхронного электропривода с идентификатором Калмана // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 317. – № 4. – С. 120–123.

Выводы

1. Предложена структура бездатчиковой системы управления асинхронным электродвигателем, основанная на совместном применении принципа синергетического управления и идентификации состояния двигателя.
2. Отличие предложенной структуры бездатчиковой системы управления заключается в том, что она позволяет при сохранении преимуществ синергетического управления отказаться от использования встроенных датчиков для измерения магнитного потока в обмотках ротора и скорости вращения вала двигателя за счет применения идентификаторов состояния.
3. С помощью имитационного моделирования доказано преимущество использования фильтра Калмана в качестве идентификатора состояния АД по сравнению с наблюдателем Люенбергера при бездатчиковом управлении асинхронным электроприводом с синергетическим регулятором.
3. Ланграф С.В., Глазырин А.С., Афанасьев К.С. Применение наблюдателя Люенбергера для синтеза векторных бездатчиковых асинхронных электроприводов // Известия вузов. Электромеханика. – 2011. – № 6. – С. 57–61.
4. Веселов Г.Е. Прикладная теория и методы синергетического синтеза иерархических систем управления: дис.... д-ра техн. наук. – Таганрог, 2006. – 332 с.
5. Браммер К., Зифлинг Г. Фильтр Калмана-Бьюси / Пер. с нем. под ред. И. Е. Казакова – М.: Наука, 1982. – 199 с.

Поступила 15.10.2012 г.

УДК 621.313.333:62–83

РАЗРАБОТКА И ЛАБОРАТОРНОЕ АПРОБИРОВАНИЕ МЕТОДА ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ РАЗНОСТНЫХ СХЕМ

А.С. Глазырин, Е.В. Боловин

Томский политехнический университет

E-mail: asglazyrin@tpu.ru

Рассмотрены методы идентификации параметров динамических моделей электродвигателей на основе решения систем разностных уравнений. В первом методе при составлении системы линейных алгебраических уравнений для процедуры идентификации используются отдельно уравнения электрического равновесия и уравнение движения двигателя. Во втором методе используется интегро-дифференциальное уравнение, описывающее взаимодействие электрической и механической части двигателя. Лабораторное апробирование показало работоспособность и эффективность динамической идентификации при совместном использовании обоих методов.

Ключевые слова:

Двигатель постоянного тока, идентификация параметров, разностные схемы.

Key words:

DC-motor, identification of the parameters, difference schemes.

Введение

Современный электропривод строится на основе микропроцессорных систем управления с минимально необходимым набором датчиков. Алгоритмы управления при этом достаточно критичны изменению параметров регулируемого электродвигателя. В основе большинства современных методов динамической идентификации параметров электрических двигателей лежат такие процедуры как калмановская фильтрация [1], генетические алгоритмы [2], метод наименьших квадратов и другие, каждый из которых имеет свой набор достоинств и недостатков, широко освещённых в специальной литературе [3]. Одним из основных требований к процедуре динамической идентификации параметров является получение несмещённых оценок, асимптотически стремящихся к истинным значениям искомых параметров. Исходя из этого требования, значительный научный интерес представляют методы, основанные на решении разностных уравнений, описывающих динамику электродвигателей, или так называемые разностные схемы.

Цель представленной работы – разработать метод идентификации параметров двигателя постоянного тока независимого возбуждения (ДПТ НВ) на основе разностных схем.

Динамическая идентификация параметров электродвигателей с использованием датчиков тока, напряжения и скорости

Составим разностную схему для идентификации параметров ДПТ НВ. Математическую модель двигателя при общеизвестных допущениях можно составить из уравнения электрического равновесия якорной цепи и уравнения движения якоря. Уравнение электрического равновесия якорной цепи составим на основе второго закона Кирхгофа

$$U(t) = R \cdot i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + c \cdot \omega(t), \quad (1)$$

где $U(t)$ – напряжение, В, приложенное к якору в момент времени t , с; R – сопротивление якорной цепи, Ом; $i(t)$ – ток якоря, А; L – индуктивность якорной цепи, Гн; c – коэффициент, В·с/рад, характеризующий связь между током $i(t)$ и электромагнитным моментом $M=c \cdot i$, Н·м, либо между угловой частотой вращения якоря ω , рад/с, и ЭДС движения $e(t)=c \cdot \omega(t)$, В.

Уравнения движения якоря ДПТ НВ составим на основе второго закона Ньютона для вращательного движения

$$J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} = M(t) - Mc(t) = c \cdot i(t) - Mc(t), \quad (2)$$

где J – эквивалентный момент инерции, приведённый к валу двигателя; $Mc(t)$ – момент сопротивления нагрузки на валу.

Для получения оценок сопротивления $\hat{R}$ и индуктивности $\hat{L}$ якорной цепи дифференциальное уравнение (1) преобразуем к виду

$$\hat{R} \cdot i(t) + \hat{L} \cdot \frac{di(t)}{dt} = U(t) - c \cdot \omega(t). \quad (3)$$

Затем с учётом интервала Δt дискретизации по времени измерительной системы перейдём от дифференциальных уравнений (ДУ) к системе разностных уравнений (РУ) относительно текущего t_j и предыдущего $t_{j-1}=t_j-\Delta t$ моментов времени при условии постоянства оценок сопротивления и индуктивности

$$\begin{bmatrix} i_j & \left(\frac{di(t)}{dt} \right)_j \\ i_{j-1} & \left(\frac{di(t)}{dt} \right)_{j-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{R} \\ \hat{L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_j - c \cdot \omega_j \\ U_{j-1} - c \cdot \omega_{j-1} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где i_j, i_{j-1} – токи, $\left(\frac{di(t)}{dt} \right)_j; \left(\frac{di(t)}{dt} \right)_{j-1}$ – производные токов; U_j, U_{j-1} – напряжения; ω_j, ω_{j-1} – угловые скорости вала ДПТ НВ на текущем и предыдущем

шагах. Из (4) выразим вектор оценок на текущем шаге дискретизации по времени

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_j \\ \hat{L}_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_j & \left(\frac{di(t)}{dt} \right)_j \\ i_{j-1} & \left(\frac{di(t)}{dt} \right)_{j-1} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} U_j - c \cdot \omega_j \\ U_{j-1} - c \cdot \omega_{j-1} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

На основании уравнения движения (2) найдём оценки момента сопротивления на валу ДПТ НВ и момента инерции $\hat{J}$. Для этого преобразуем уравнение к виду

$$\hat{M}_c + \frac{d\omega(t)}{dt} \cdot \hat{J} = c \cdot i(t). \quad (6)$$

С учетом замечаний, приведённых при выводе системы РУ (4), составим по уравнению (6) систему РУ для оценок $\hat{M}_c$ и $\hat{J}$

$$\begin{bmatrix} 1 & \left(\frac{d\omega(t)}{dt} \right)_j \\ 1 & \left(\frac{d\omega(t)}{dt} \right)_{j-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{M}_c \\ \hat{J} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c \cdot i_j \\ c \cdot i_{j-1} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Вектор оценок $[\hat{M}_c \hat{J}]^T$ на текущем интервале дискретизации по времени

$$\begin{bmatrix} \hat{M}_{c_j} \\ \hat{J}_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \left(\frac{d\omega(t)}{dt} \right)_j \\ 1 & \left(\frac{d\omega(t)}{dt} \right)_{j-1} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} c \cdot i_j \\ c \cdot i_{j-1} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Оценки, полученные по выражениям (5) и (8) во время переходных и установившихся режимов, содержат случайную составляющую с дисперсией, нередко значительно превышающей величину математического ожидания оценок, что потребовало дополнительной фильтрации рассчитанных оценок параметров.

Динамическая идентификация параметров ДПТ НВ с использованием датчиков тока и напряжения

Идентификацию параметров ДПТ НВ можно произвести с применением только датчиков тока и напряжения.

Для этого составим систему дифференциальных уравнений (СДУ) основанную на (1) и (2).

Для нахождения параметров ДПТ НВ примем следующие допущения.

- коэффициент связи c известен;
- момент нагрузки $M_c(t)$ равен нулю, т. е. двигатель работает вхолостую.

Для определения оценок параметров двигателя ($\hat{R}_я$, $\hat{L}_я$, $\hat{J}_я$) необходимо преобразовать СДУ так, чтобы избавиться от скорости и ее производной. Это можно сделать следующим образом

$$\begin{cases} U(t) = i(t) \cdot R_я + L_я \cdot \frac{di(t)}{dt} + \omega(t) \cdot c; \\ i(t) \cdot c - M_c(t) = J_я \cdot \frac{d\omega(t)}{dt}. \end{cases}$$

Выразим из второго уравнения производную скорости

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{i(t) \cdot c - M_c(t)}{J_я}.$$

Продифференцируем первое уравнение и подставим производную

$$\begin{aligned} \frac{dU(t)}{dt} &= \frac{di(t)}{dt} \cdot R_я + L_я \cdot \frac{d^2i(t)}{dt^2} + \frac{d\omega(t)}{dt} \cdot c; \\ \frac{dU(t)}{dt} &= \frac{di(t)}{dt} \cdot R_я + L_я \cdot \frac{d^2i(t)}{dt^2} + \frac{i(t) \cdot c - M_c(t)}{J_я} \cdot c. \end{aligned}$$

Избавимся от производной в левой части уравнения

$$\begin{aligned} \int \frac{dU(t)}{dt} dt &= R_я \int \frac{di(t)}{dt} dt + L_я \int \frac{d^2i(t)}{dt^2} dt + \\ &+ \int \frac{i(t) \cdot c^2}{J_я} dt - \int \frac{M_c(t) \cdot c}{J_я} dt; \\ U(t) &= i(t) \cdot R_я + \frac{di(t)}{dt} \cdot L_я + \\ &+ \int \frac{i(t) \cdot c^2}{J_я} dt - \int \frac{M_c(t) \cdot c}{J_я} dt. \end{aligned}$$

Так как $M_c=0$

$$U(t) = (9)$$

С учетом замечаний, приведённых при выводе системы разностных уравнений (4), составим по уравнению (9) РУ для оценок

$$U_j = i_j \cdot R_я + \left(\frac{di}{dt} \right)_j \cdot L_я + \left(\int i dt \right)_j \frac{c^2}{J_я}. \quad (10)$$

В полученном уравнении (10) присутствуют производная и интеграл от тока, что недопустимо для дальнейшего решения. Для избавления от них воспользуемся одним из методов дискретизации, который состоит в непосредственной замене всех переменных их дискретными значениями, причем производная заменяется левой разностью первого порядка, а интеграл – суммой, вычисленной по методу прямоугольников [4]. Таким образом, получаем на j -м шаге, учитывая Δt – время шага

$$U_j = i_j \cdot R_я + \frac{i_j - i_{j-1}}{\Delta t} \cdot L_я + \Delta t \cdot \frac{c^2}{J_я} \sum_{j=0}^{j-1} i_j.$$

Так как неизвестно три параметра, а именно $\hat{R}_я$, $\hat{L}_я$, $\hat{J}_я$ то необходима система, состоящая из трех уравнений

$$\begin{cases} U_j = i_j \cdot R_я + \frac{i_j - i_{j-1}}{\Delta t} \cdot L_я + \Delta t \cdot \frac{c^2}{J_я} \sum_{j=0}^{j-1} i_j; \\ U_{j-1} = i_{j-1} \cdot R_я + \frac{i_{j-1} - i_{j-2}}{\Delta t} \cdot L_я + \Delta t \cdot \frac{c^2}{J_я} \sum_{j=0}^{j-2} i_{j-1}; \\ U_{j-2} = i_{j-2} \cdot R_я + \frac{i_{j-2} - i_{j-3}}{\Delta t} \cdot L_я + \Delta t \cdot \frac{c^2}{J_я} \sum_{j=0}^{j-3} i_{j-2}. \end{cases} \quad (11)$$

Преобразуем (11) в матричный вид:

$$\begin{bmatrix} U_j \\ U_{j-1} \\ U_{j-2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_j & DI_j & \sum I_j \\ I_{j-1} & DI_{j-1} & \sum I_{j-1} \\ I_{j-2} & DI_{j-2} & \sum I_{j-2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (\hat{R}_я)_j \\ (\hat{L}_я)_j \\ \frac{c^2}{\hat{J}_{дв}} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Здесь $\sum I_j = \Delta t \sum_{j=0}^{j-1} i_j$.

Решим (12) методом обратных матриц

$$\begin{bmatrix} (\hat{R}_я)_j \\ (\hat{L}_я)_j \\ \hat{A}_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_j & DI_j & \sum I_j \\ I_{j-1} & DI_{j-1} & \sum I_{j-1} \\ I_{j-2} & DI_{j-2} & \sum I_{j-2} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} U_j \\ U_{j-1} \\ U_{j-2} \end{bmatrix},$$

где $\hat{A}_j = \frac{c^2}{\hat{J}_{дв}}$.

Экспериментальная проверка методов идентификации

Для проверки эффективности идентификации параметров ДПТ НВ с применением совместного использования разработанных выше методов при решении реальных задач проводилось исследование двигателя с использованием экспериментальных данных, полученных с лабораторной установки.

В ходе экспериментов были получены переходные характеристики тока и напряжения якоря, скорости вращения вала двигателя при пуске (рис. 1). Пульсации тока, скорости и напряжения затрудняют применение метода идентификации. Для уменьшения случайной составляющей в выходных сигналах датчиков воспользуемся трехкратным полиномиальным сглаживанием по тринадцати точкам [5].

Построены процессы идентификации после двойного нелинейного прогнозирующего фильтрования для активного сопротивления R_f и момента инерции J_f (рис. 2) и сравнение их с реальными значениями. Среднеквадратичные ошибки оценивания параметров активного сопротивления и момента инерции равны 1,828 и 1,691 % соответственно.

Полученные результаты показали, что разница между реальными и оцененными значениями параметров составляют не более 2 %, соответственно процедура идентификация параметров реального двигателя постоянного тока методом обратной матрицы работоспособна.

В ходе исследований подтверждена работоспособность и эффективность методов идентификации параметров двигателя постоянного тока независимого возбуждения при получении оценок активного сопротивления и момента инерции, однако рассчитать оценку индуктивности указанными методами на основе экспериментальных данных не представляется возможным. В качестве вероятных причин можно отметить плохую обусловленность матрицы коэффициентов СЛАУ, недостаточно эффективный метод цифрового дифференцирования переменных.

Выводы

1. Изучена возможность применения метода решения разностных уравнений при динамической идентификации параметров электрических двигателей.
2. При нахождении оценок параметров использованы два метода, основывающихся на разностных уравнениях, описывающих двигатель постоянного тока независимого возбуждения, при этом для сбора информации необходимо всего три датчика: скорости, напряжения и тока.
3. В ходе экспериментальной апробации метода было выявлено, что погрешности расчета оце-

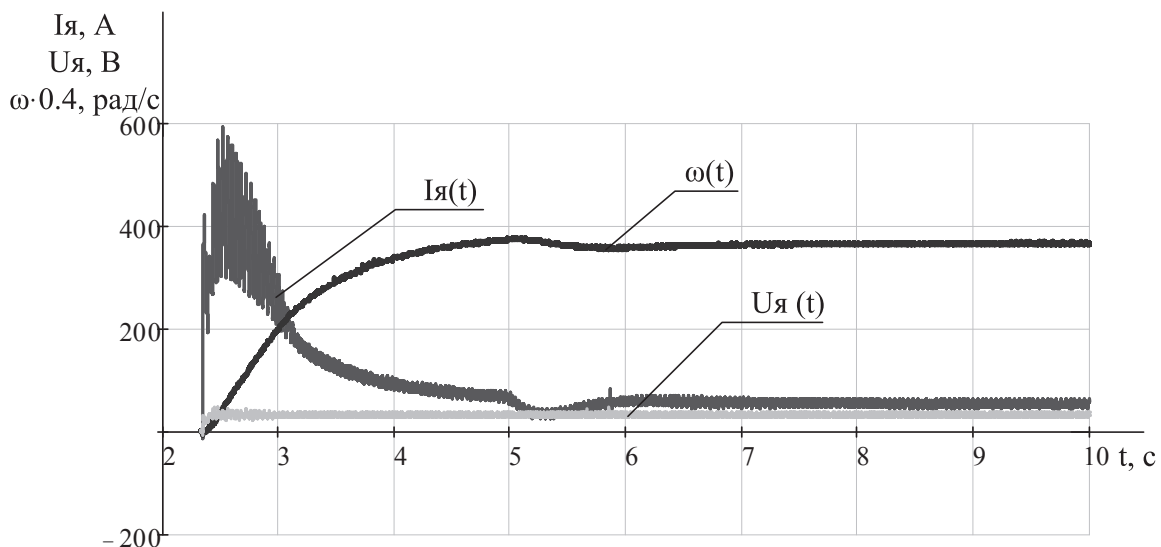


Рис. 1. Переходные процессы тока, напряжения и скорости

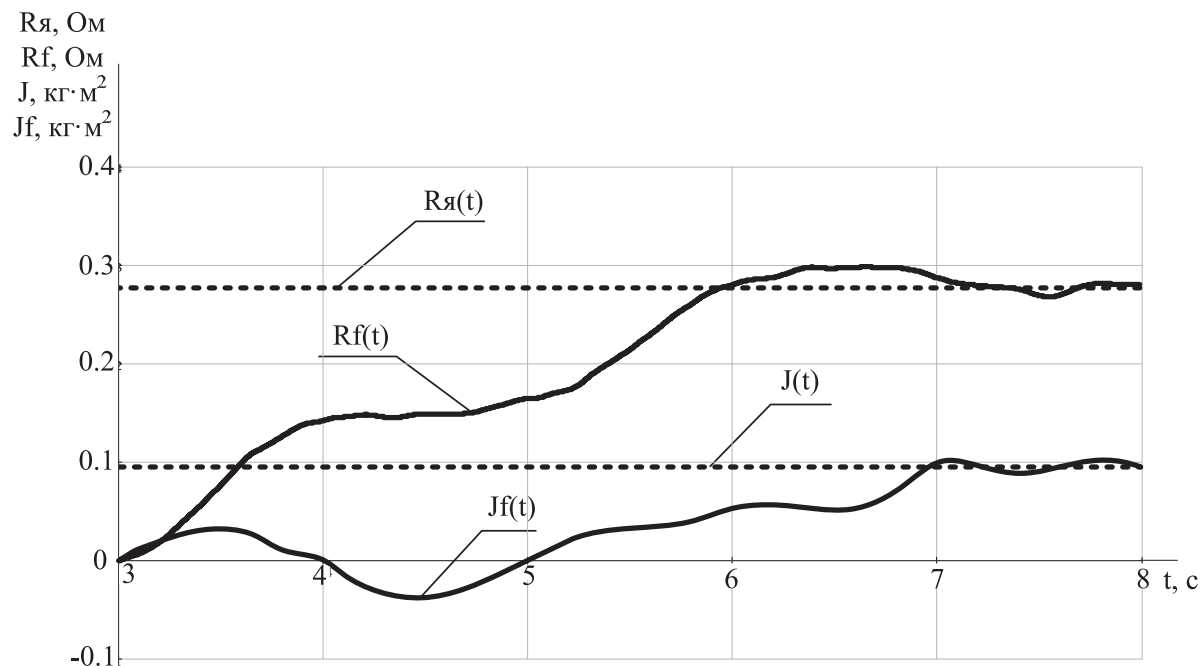


Рис. 2. Переходный процесс оценок активного сопротивления якоря и момента инерции ДПТ НВ

нок не превышают 2 %, таким образом, процедура идентификация параметров реального двигателя постоянного тока методом обратной матрицы работоспособна и ее применение возможно для всех двигателей общепромышленного назначения и части двигателей специального назначения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ланграф С.В., Глазырин А.С., Глазырина Т.А. и др. Исследование параметрической работоспособности бездатчикового векторного асинхронного электропривода с идентификатором Калмана // Известия Томского политехнического университета. — 2010. — Т. 317. — № 4. — С. 120–123.
2. Ткачук Р.Ю., Глазырин А.С., Полищук В.И. и др. Нейросетевая идентификация и диагностика электрических машин в условиях сильных импульсных помех // Научные проблемы транспорта и Дальнего Востока. — 2011. — № 2. — С. 282–286.
3. Каширских В.Г., Анисимов А.Г. Оценка параметров постоянного тока с помощью метода наименьших квадратов // Вестник Кузбасского государственного технического университета. — 2003. — № 4. — С. 70–75.
4. Ильинский Н.Ф., Козаченко В.Ф. Общий курс электропривода. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 544 с.
5. Дуброва Т.А. Статистические методы прогнозирования в экономике. — М.: Изд-во ММИЭИФ, 2003. — 50 с.

Поступила 15.10.2012 г.

УДК 621.313.062.4:621.314.632

РЕГУЛИРУЕМЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПО СХЕМЕ НАДСИНХРОННОГО ВЕНТИЛЬНОГО КАСКАДА

Ю.Н. Дементьев

Томский политехнический университет

E-mail: dementiev@mail2000.ru

Рассмотрена схема надсинхронного вентильного каскада с промежуточным звеном постоянного тока и различным управлением коммутацией вентилей трехфазного мостового роторного преобразователя. Представлены выражения и характеристики, поясняющие принципы управления по потокоцеплению.

Ключевые слова:

Регулирование, электропривод, переменный ток, тиристорный управляемый мост, надсинхронный вентильный каскад, переключение, преобразователь ротора, управление, потокоцепление.

Key words:

Regulation, electrical drive, alternative current, silicon controlled bridge, above-synchronous wound-rotor slip recovery system, commutation, rotor converter, control, flux linkage.

Одной из актуальных проблем современных электромеханических систем является разработка и исследование регулируемых электроприводов с улучшенными энергетическими показателями. Особенно остро эта проблема ставится в настоящее время в связи с широким применением вентильных преобразователей для электроприводов постоянного и переменного тока, позволяющих создавать высокоэффективные системы электропривода. Проблема создания экономичного регулируемого асинхронного электропривода решается в настоящее время путем расширения областей применения частотного регулирования и каскадных схем с использованием вентильных преобразователей.

Одним из перспективных, экономичных и простых в схемном решении является электропривод переменного тока по схеме асинхронного вентильного каскада (АВК), причем наиболее простыми и распространенными являются каскадные схемы с промежуточным звеном постоянного тока [1–3].

В этом электроприводе (рис. 1) напряжение ротора выпрямляется с помощью неуправляемого, мостового роторного преобразователя-выпрямителя (РП-В), и в цепь переменного тока вводится добавочная ЭДС с помощью сетевого вентильного преобразователя-инвертора (СП-И), состоящего из управляемых вентилей.

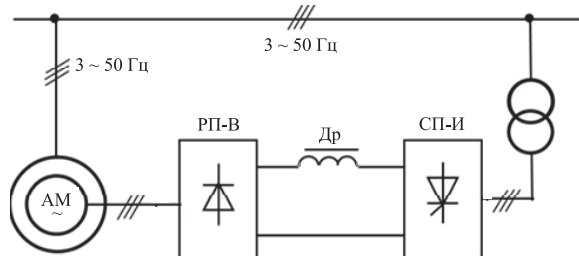


Рис. 1. Электропривод по схеме асинхронного вентильного каскада

Благодаря непосредственному подключению асинхронной машины (АМ) к питающей сети пе-

ременного тока и частичной рекуперации энергии скольжения выпрямительно-инверторным преобразователем в сеть АВК обеспечивают консервативное (экономичное) регулирование скорости.

Применение управляемых вентилей, как для сетевого (СП), так и для роторного преобразователя (РП) обеспечивает получение особого двигательного (надсинхронного) режима работы, при котором энергия к АМ подводится как со стороны статора, так и со стороны ротора (надсинхронный вентильный каскад) (рис. 2). Как видно из рис. 2, а, надсинхронный вентильный каскад (НВК) представляет собой каскадное соединение ротора асинхронной машины с вентильным преобразователем, состоящим из РП и СП на управляемых вентилях.

На рис. 2, б, представлены диаграммы возможных режимов работы НВК и направления потоков энергии в роторной цепи. Как видно из диаграмм, при работе АМ в двигательном режиме $M > 0$ при подсинхронной и сверхсинхронной скоростях мощность, потребляемая из сети P_1 , всегда положительна, а знак мощности P_2 зависит от знака скольжения.

Мощность, отдаваемая со стороны ротора или получаемая в ротор (1), определяется знаком напряжения U_d и при пренебрежении потерями в РП определяется по следующей зависимости:

$$P_d = \frac{2}{3} U_d \cdot I_d = P_2 = P_{20} - P_{V2} = \\ = M(\omega_0 - \omega) - P_{V2} = SM\omega_0 - P_{V2}, \quad (1)$$

где (2/3) — множитель, появляющийся из-за применения системы относительных единиц; U_d — среднее значение выпрямленного напряжения; I_d — среднее значение выпрямленного тока; P_2 — мощность, подводимая или отводимая со стороны ротора; P_{20} — мощность, подводимая или отводимая со стороны ротора, при пренебрежении потерями цепи ротора; P_{V2} — потери в роторной цепи АМ; ω_0 — синхронная угловая скорость АМ; ω — угловая скорость вала АМ; M — момент на валу асинхронной машины.

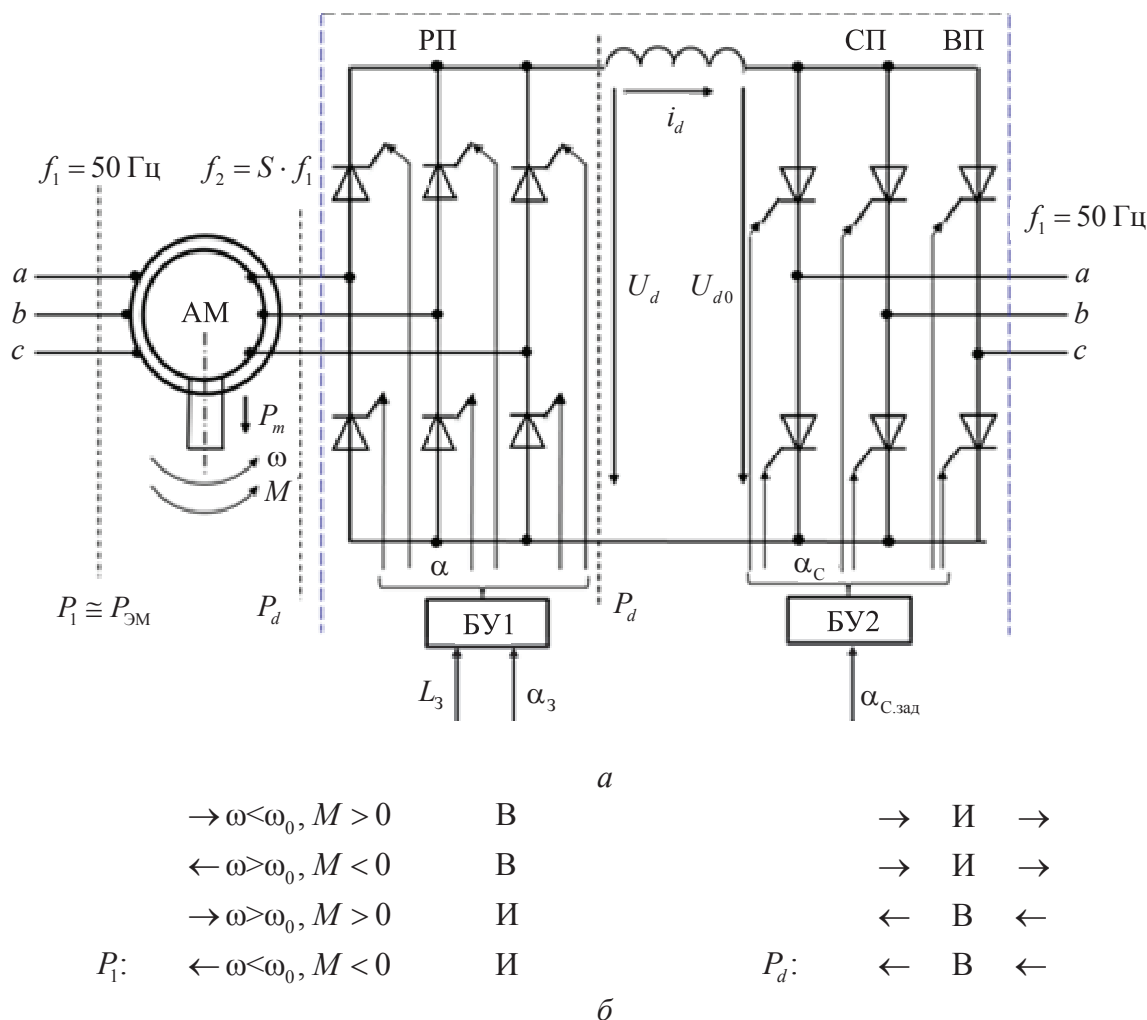


Рис. 2. Электропривод по схеме НВК: а) принципиальная схема НВК; б) энергетическая диаграмма НВК и режимы работы АМ, РП, СП

В надсинхронном режиме ($\omega > \omega_0$) АМ в НВК получает энергию как со стороны статора, так и со стороны ротора, что определяет возможность работы АМ с допустимой мощностью, превышающей номинальную.

Способы управления вентильным преобразователем надсинхронного вентильного каскада с машинной коммутацией вентилей роторного преобразователя и границы ее использования

Работа надсинхронного вентильного каскада с промежуточной цепью постоянного тока и естественной коммутацией во многом зависит от способа управления вентильным преобразователем. Использование машинной коммутации (ЭДС двигателя) для РП позволяет повысить предельную мощность РП, его надежность, упростить силовые цепи и системы управления, снизить стоимость. Кроме того, имеется возможность пропускать мощность в обоих направлениях без дополнительных устройств, что легко реализуется изменением углов управления.

Управление углом открывания α_c сетевого преобразователя (СП) обычно осуществляется традиционными методами, применяемыми для вентильных преобразователей в приводах постоянного тока (например, используя принцип подчиненного регулирования, когда внешнему контуру регулирования скорости подчинен внутренний контур регулирования тока) [1, 3].

При управлении вентильми РП по сигналам, независимым от АМ (взятым, например, от задающего генератора регулируемой частоты), схема электропривода представляет собой надсинхронный вентильный каскад с независимым (внешним) управлением [4]. В нем угловая скорость вращения машины не зависит от нагрузки (как у синхронной машины) и пропорциональна принудительно задаваемым частотам сети f_1 и ротора f_2 (рис. 3, а).

При таком управлении АМ приобретает свойства и характеристики синхронной машины, что делает электропривод склонным к неустойчивости. Поэтому на практике обычно используется так называемое самоуправление РП [5, 6] (рис. 3, б).

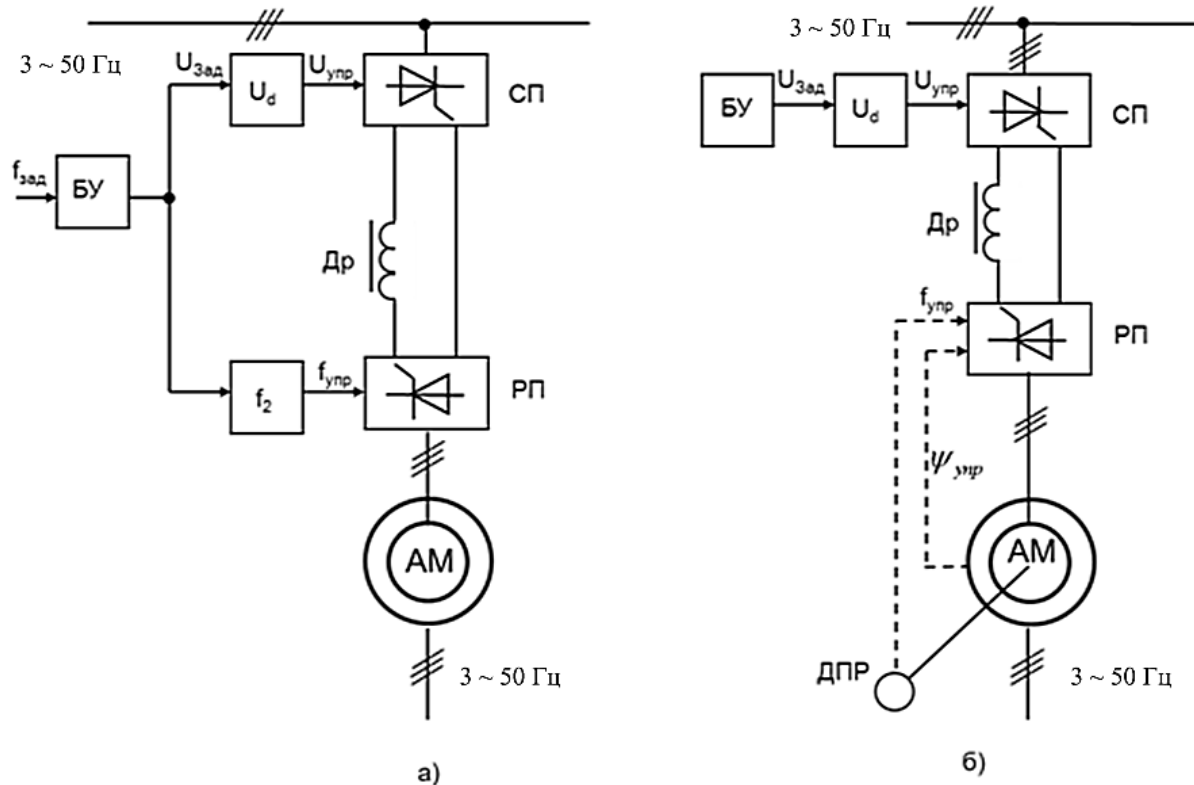


Рис. 3. Схемы надсинхронного вентильного каскада а) с независимым, б) зависимым управлением

В этом случае вентили РП открываются по какому-либо сигналу АМ (напряжение, ток, потокосцепление), изменяющемуся с частотой скольжения ротора $f_2 = f_1 S$. Коммутация вентилях роторной группы РП осуществляется индуцированным напряжением U_r' обмоток ротора АМ

$$U_r' = \omega_2 \Psi_r',$$

где $\omega_2 = \omega_0 - \omega$ — угловая частота вращения магнитного поля ротора; Ψ_r' — переходное потокосцепление ротора. Причем, напряжение U_r' , индуцированное в АМ должно быть достаточным по величине для осуществления машинной коммутации тока вентилях РП. При работе НВК на скоростях близких к синхронной, при заданном моменте АМ и минимальной частоте f_2 в роторе, машинная коммутация тока вентилях РП невозможна из-за малой величины индуцированного напряжения U_r' . Машинная коммутация вентилях РП, работающего в инверторном режиме, в этом случае возможна при следующих значениях параметров АМ:

$$\operatorname{tg} |\mu| = |\omega_2 L_r' / R_r| \geq 1, \quad (2)$$

где $\operatorname{tg} |\mu|$ — обобщенный параметр для определения граничной частоты машинной коммутации.

Из (2) следует, что граничная частота машинной коммутации или граница между машинной (естественной) и любой искусственной коммутациями определяется по угловой частоте вращения магнитного поля ротора и зависит от параметров схемы замещения АМ:

$$\omega_{2\text{гр.}} = (R_r \cdot \operatorname{tg} \mu) / L_r', \quad (3)$$

где $\omega_{2\text{гр.}}$ — граничная угловая частота магнитного поля ротора.

Например, подставляя в выражение (3) приведенную индуктивность ротора L_r' в относительных единицах ($L_r' = 0,2$), сопротивление ротора R_r ($R_r = 0,02$), получим граничную угловую частоту $|\omega_{2\text{гр.}}| = (0,2/0,02) = 0,1$. В этом случае граничная частота машинной коммутации $f_{2\text{гр.}}$ при частоте питающей сети $f_1 = 50$ Гц будет равна $f_{2\text{гр.}} = |\omega_{2\text{гр.}}| f_1 = 0,1 \cdot 50 = 5$ Гц.

На основании проведенных исследований [4, 5] и анализа научно-технической литературы [6] установлено, что одним из наиболее благоприятных способов самоуправления углом открывания вентилях является управление по сигналу, пропорциональному потокосцеплению ротора.

Основными достоинствами этого способа управления является практическое постоянство амплитуды управляющего сигнала во всем рабочем диапазоне, кроме того, содержание высших гармоник в этом сигнале наименьшее, форма его близка к синусоиде, а годограф — к окружности.

Управление по потокосцеплению надсинхронным вентильным каскадом с машинной (естественной) коммутацией вентилях роторного преобразователя

Чтобы достичь наилучшего использования АМ и РП в электроприводе по схеме НВК во всем диапазоне работы необходимо обеспечить наибольший фазовый угол сдвига первой гармоники тока ротора $\tilde{I}_{r1}$. Для этого НВК должен работать вблизи границы опрокидывания $\alpha + \delta = 180^\circ$ при работе РП в инверторном режиме и вблизи границы возмож-

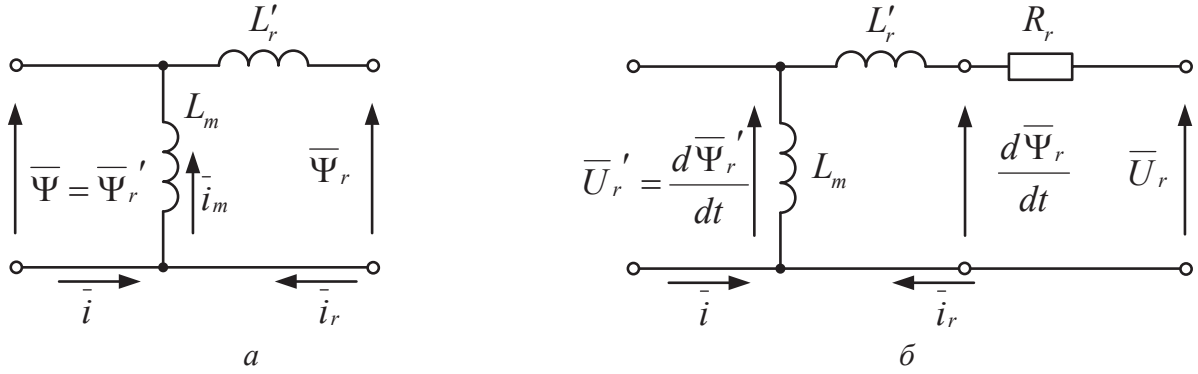


Рис. 4. Схемы замещения АМ для: а) потокосцеплений и б) напряжений

ного открывания $\alpha=0$ при работе РП в выпрямительном режиме. Тогда при заданных первых гармониках векторов потокосцепления $\bar{\psi}_r$ и тока ротора $\bar{I}_r$ АМ возможно получить наибольшее среднее значение момента, развиваемого двигателем, наименьшие его колебания и минимальное влияние НВК на питающую сеть.

Для напряжений и потокосцеплений роторной цепи АМ действительны схемы замещения рис. 4 (за счет выбора коэффициента приведения к роторной цепи индуктивность рассеяния статора обрывается в нуль) [6].

На основе схемы замещения рис. 4, а, для векторов потокосцепления можно записать:

$$\bar{\psi}_r' = \bar{\psi}_r - L_r' \bar{i}_r. \quad (4)$$

Потокосцепление ротора, согласно схеме замещения рис. 4, б, можно вычислить из следующего выражения:

$$\bar{\psi}_r = \int (\bar{U}_r - R_r \bar{i}_r) dt.$$

Тогда согласно выражению (4) любое заданное потокосцепление ротора (потокосцепление управления) можно получить по следующей формуле:

$$\bar{\psi}_{3r} = \bar{\psi}_r - L_3 \cdot \bar{i}_r = \bar{\psi}_r' - (L_3 - L_r') \cdot \bar{i}_r, \quad (5)$$

где L_r' – переходная индуктивность ротора; L_3 – индуктивность задания.

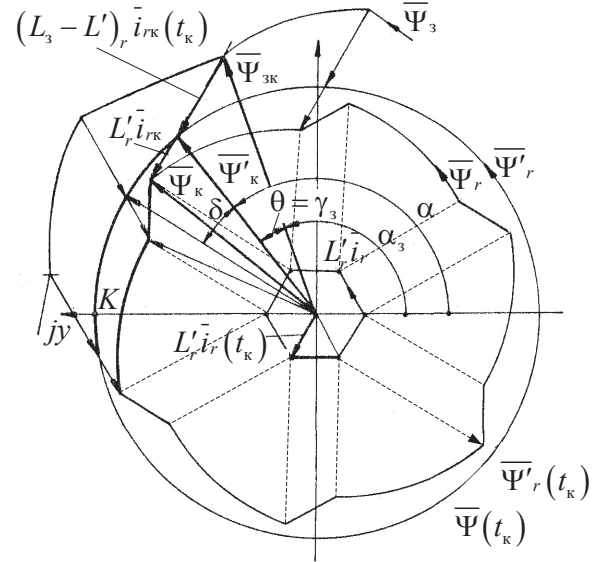
Таким образом, варьируя значениями индуктивности задания, можно установить любое желаемое потокосцепление управления.

Например, если задать $L_3=0$, то коммутация вентиля РП будет осуществляться по потокосцеплению ротора $\bar{\psi}_r$ или по переходному потокосцеплению ротора $\bar{\psi}_r'$, если $L_3=L_r'$. Момент открывания вентиля РП зависит от положения вектора потокосцепления управления $\bar{\psi}_{3r}$, и коммутация вентиля РП происходит при его определенных положениях в момент времени открывания t_k .

Управление по потокосцеплению ротора

Из вышесказанного, согласно выражению (5), следует, что если принять индуктивность задания $L_3=0$, то коммутацию вентиля РП возможно осуществить по вектору потокосцепления ротора $\bar{\psi}_r$. На рис. 5 представлены основные векторы управ-

вления коммутацией вентиля роторного преобразователя НВК.


 Рис. 5. Векторная диаграмма НВК, управляемого по потокосцеплению при $\omega < \omega_0$

Как следует из рис. 5, в режиме подсинхронной скорости вентиль NC открывается в момент времени коммутации t_k , если выполняются следующее условие:

$$\arg(\bar{\psi}_{3r}(t_k)) = \alpha_3 - \frac{\pi}{2},$$

В режиме надсинхронной скорости вентиль NB должен открываться в момент времени коммутации t_k , если

$$\arg(\bar{\psi}_{3r}(t_k)) = -\left(\frac{\pi}{2} + \alpha_3\right).$$

Из рис. 5 можно видеть, что действительный угол открывания α можно рассчитать по выражению [5]:

$$\alpha = \arctg \frac{\sin \alpha_3 + (1 - L_3 / L_r') \times \dots}{\cos \alpha_3 - (1 - L_3 / L_r') \times \dots} \times \frac{(1 - \cos \delta) \cdot \cos(\alpha_3 + \pi / 6)}{\sin \delta \cdot \cos(\alpha_3 + \pi / 6)} = \alpha_3 + \gamma_3, \quad (6)$$

где α_3 — угол задания вектора потокосцепления управления в момент открывания тиристора t_k , γ_3 — угол между векторами потокосцеплений управления $\bar{\psi}_3$ и ротора $\bar{\psi}_r$.

Из (6) следует, что действительный угол открывания α зависит от переходной индуктивности L_r' , индуктивности задания L_3 , угла управления α_3 , а также от нагрузки δ . Кроме того, из выражения (6) видно, что при увеличении нагрузки действительный угол открывания α отклоняется от своего значения при идеальном холостом ходе $\alpha_0 = \alpha(\delta=0) = \alpha_3$ и это отклонение зависит от того, по какому потокосцеплению производится управление.

Например, если принять $L_3 > L_r'$, то при возрастании нагрузки угол α возрастает ($\gamma_3 > 0$), а при $L_3 < L_r'$ угол α уменьшается ($\gamma_3 < 0$). В последнем случае выбором установочных значений задания угла управления α_3 и индуктивности L_3 в рабочем диапазоне нагрузки ($\delta \leq 30^\circ$) обеспечивается постоянство суммарного угла ($\alpha + \delta = \text{const}$). Это объясняется тем, что при самоуправлении РП в НВК по потокосцеплению согласно выражению (6), возрастание угла нагрузки δ большей частью компенсируется возрастанием отрицательного угла γ_3 ($\alpha + \delta = \alpha_3 + \gamma_3 + \delta = \alpha_3 = \text{const}$).

На рис. 6 представлены расчетные характеристики управления $\alpha = f(\delta)$ для нескольких значений заданной индуктивности L_3 и заданного угла управления α_3 при работе РП в инверторном режиме. Характеристики рассчитаны при значении переходной индуктивности $L_r' = 0,2$. Кроме того, здесь же приведены граничная характеристика опрокидывания РП в режиме инвертора $\alpha + \delta = 180^\circ$, характеристика нагрузки $\delta = 60^\circ$, а также характеристики $\alpha + \delta = 150^\circ$ и $\alpha + \delta = 160^\circ$, при которых обеспечивается надежный режим работы РП и в целом НВК.

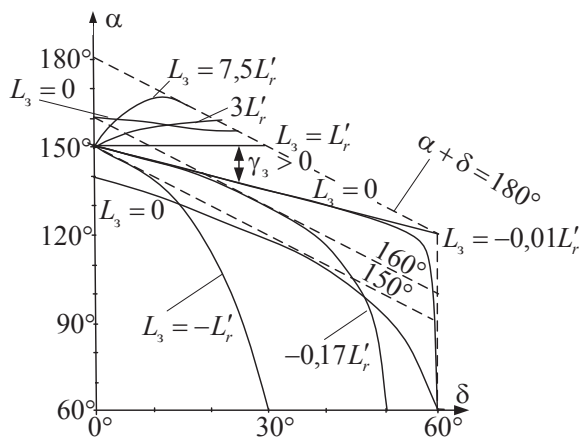


Рис. 6. Расчетные характеристики управления НВК при различных значениях задания L_3

Как видно из рис. 6, расчетные характеристики со значениями задания $\alpha_3 = 150^\circ$, $L_3 = -0,17$, $L_3 = -0,1$ или $L_3 = 0$ являются наиболее целесообразными в качестве установочных значений. В этом случае обеспечивается практически постоянное значение динамического запаса от границы опрокидывания ($\alpha + \delta = 180^\circ$) РП, работающего в инверторном ре-

жиме во всем рабочем диапазоне изменения нагрузки, и надежный режим работы НВК [4, 5].

Выбор установочных значений задания угла $\alpha_3 \leq 150^\circ$ и индуктивности $L_3 \leq 0$ теоретически исключает возможность достижения НВК границы опрокидывания, что доказывает, например, характеристика, представленная на рис. 6, со значениями задания $\alpha_3 = 150^\circ$ и $L_3 = -0,01L_r'$. В этом случае НВК всегда работает в устойчивом режиме, и действительный угол открывания вентилей РП можно определить по следующей упрощенной формуле

$$\alpha = 150^\circ - \delta/2, \quad (7)$$

Как видно из выражения (7), изменяя угол нагрузки δ в интервале $0 \dots 30^\circ$, можно обеспечить оптимальный суммарный угол $\alpha + \delta = 150^\circ \dots 160^\circ$ во всем рабочем диапазоне изменения нагрузки. На практике наиболее просто осуществить управление коммутацией вентилей РП при постоянстве суммарного угла и его оптимальных значениях $\alpha + \delta = 150^\circ \dots 160^\circ$ выбором потокосцепления вектора задания $\bar{\psi}_3$ равным вектору потокосцепления ротора $\bar{\psi}_r$, т. е. $\psi_3 = \psi_r$.

Управление по переходному потокосцеплению ротора

Выбор установочным значением индуктивности задания L_3 переходную индуктивность ротора L_r' , т. е. $L_3 = L_r'$ дает возможность управлять коммутацией вентилей РП в НВК по вектору переходного потокосцепления $\bar{\psi}_r'$, т. е. в этом случае вектор индуктивности задания должен быть равен вектору переходного потокосцепления, т. е. $\bar{\psi}_3 = \bar{\psi}_r'$.

В [2, 4, 5] показано, что при равенстве нулю активного сопротивления ротора ($R_r = 0$) величина среднего выпрямленного тока РП в НВК для углов нагрузки ($\delta \leq 60^\circ$) в первом режиме работы РП определяется по следующему выражению:

$$I_d = (\sqrt{3}/2) \cdot (\Psi_r' / L_r') \cdot [\cos \alpha - \cos(\alpha + \delta)], \quad (8)$$

где $\Psi_r' / L_r' = I_{K3}$ — ток идеального короткого замыкания роторной цепи.

Из выражения (8) и рис. 7 следует, что взаимосвязь выпрямленного тока I_d и переходного потокосцепления Ψ_r' открывает возможность управления коммутацией вентилей РП с постоянством суммарного угла $\alpha + \delta = \text{const}$.

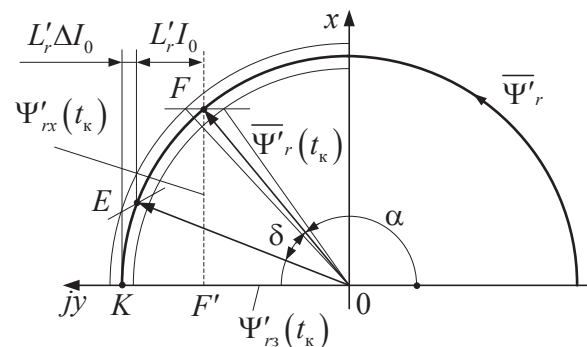


Рис. 7. Годограф вектора переходного потокосцепления при управлении НВК

Если при $\omega < \omega_0$ клапан NC открывать в момент времени, когда составляющая вектора потокосцепления по оси y Ψ'_{ry} постоянной амплитуды и синусоидальной формы достигнет значения $\Psi'_{ry}(t_k) = \Psi'_r - L'_r(I_0 + \Delta I_0)$, где $I_0 = (2/\sqrt{3})I_d$, то динамический запас по току $\Delta I_d = I_{d\max} - I_d$, где $-$ максимальный выпрямленный ток, относящийся к характеристике опрокидывания $\alpha + \delta = 180^\circ$, и суммарный угол $\alpha + \delta$ остаются постоянными.

Однако равенство составляющей переходного потокосцепления по оси y его амплитудному значению в момент времени коммутации $\bar{\Psi}'_{ry} = \Psi'_{ry}(t_k)$ вблизи точки K границы опрокидывания $\alpha + \delta = \text{const}$ с небольшой точностью определяет момент открывания соответствующего клапана. Поэтому целесообразнее осуществлять открывание клапана в момент времени, когда составляющая вектора потокосцепления по оси x будет равна его амплитудному значению $\bar{\Psi}'_{rx} = \Psi'_{rx}(t_k)$. Согласно рис. 7 амплитудное значение составляющей переходного потокосцепления по оси x в момент времени коммутации можно определить из прямоугольного треугольника OFF' :

$$\Psi'_{rx}(t_k) = \sqrt{2\Psi'_r L'_r(I_0 + \Delta I_0) - [L'_r(I_0 + \Delta I_0)]^2}. \quad (9)$$

На рис. 8 представлены характеристики, полученные по результатам одного из конкретных расчетов по вышеприведенной формуле (9). Можно видеть, что особенно в рабочем режиме для суммарных углов $\alpha + \delta = 150^\circ \dots 160^\circ$ любому значению выпрямленного тока I_d соответствует амплитудное значение составляющей потокосцепления по оси x $\bar{\Psi}'_{rx}(t_k)$ т. е. пара значений $I_d - \bar{\Psi}'_{rx}(t_k)$ однозначно определяет суммарный угол $\alpha + \delta$. Кроме того, характеристики $\bar{\Psi}'_{rx}(t_k) = f(I_d)$ показывают, что при суммарных углах $\alpha + \delta = 150^\circ$ и $\alpha + \delta = 160^\circ$ характеристики, изображенные прямыми тонкими линиями, достаточно хорошо совпадают с характеристиками, рассчитанными по нижеследующему выражению:

$$\Psi'_{rx}(t_k) = \Psi_0 + L_0 I_d.$$

К сожалению, как видно из рис. 8, при малых значениях выпрямленного тока суммарный угол $\alpha + \delta$ не поддерживается постоянным.

Однако следует заметить, что при управлении коммутацией клапанов по переходному потокосцеплению ротора малое изменение амплитудного

значения переходного потокосцепления Ψ'_r корректируется самой системой зависимого управления, что можно видеть на рис. 7, где представлен вектор переходного потокосцепления в момент времени коммутации $\Psi'_r(t_k)$ при возможных его 5 % отклонениях. Как видно из рис. 7 отклонение точки начала коммутации (F) очередного клапана при изменении переходного потокосцепления приводит к изменению момента начала коммутации соответственно в большую или меньшую сторону. При меньшем значении переходного потокосцепления коммутация очередного клапана происходит раньше, а при большем значении — позже. Причем, перемещение точки закрытия клапана (E) происходит также соответственно в большую или меньшую сторону, обеспечивая постоянство суммарного угла $\alpha + \delta$.

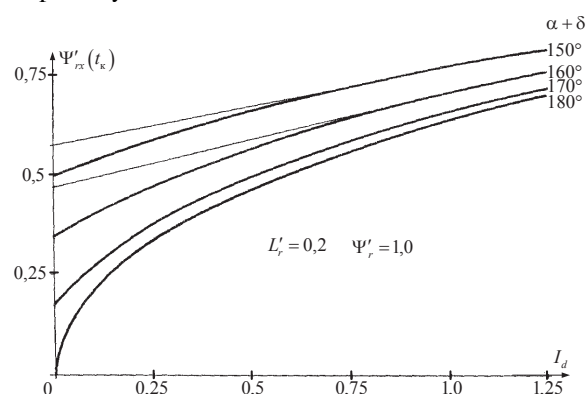


Рис. 8. Зависимость переходного потокосцепления от выпрямленного тока при различных значениях суммарного угла управления

Таким образом, на основании вышеизложенного, можно сделать следующие выводы:

1. Предлагаемые способы управления коммутацией клапанов РП в регулируемом электроприводе по схеме надсинхронного клапанного каскада достаточно просты для практической реализации и обеспечивают надежную работу электропривода во всех режимах.
2. Принципы управления коммутацией клапанов, изложенные в данной статье, могут быть применены в электроприводе с синхронным двигателем, питаемым от вентильного преобразователя частоты с инвертором тока и управляемым по положению ротора — клапанный двигатель.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Csorgits F. Die Kennlinien der untersynchronen Stromrichteraskade // Period. Politechn. El. Eng. — 1970. — № 14. — С. 212–218.
2. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. — М.: Высшая школа, 1974. — 430 с.
3. Онищенко Г.Б., Локтева И.Л. Вентильные каскады и двигатели двойного питания. — М.: Энергия, 1979. — 174 с.
4. Dementyev Yu.N. Felvezetos szinkron feletti aszinkron motoros kaszkad hajtas statikus es dinamikus vizsgalata: Kandidatusi ertekezes. — Budapest, 1984. — 177 с.
5. Schmidt I., Dementyev J.N., Hajevszki F. Szabalyozott szinkron feletti kaszkad hajtas // Elektrotechnika. — 1985. — № 9–10. — С. 394–400.
6. Дементьев Ю.Н., Расстригин А.А. Зависимое управление роторным преобразователем в надсинхронном клапанном каскаде // Известия Томского политехнического университета. — 2005. — Т. 308. — № 7. — С. 116–119.

Поступила 24.09.2012 г.

УДК 621.314;621.314.57

МОДИФИКАЦИЯ МЕТОДА ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ АНАЛИЗА ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИ РАБОТЕ НА ПРОТИВО-ЭДС

А.Г. Гарганеев, С.А. Харитонов*

Томский политехнический университет

*Новосибирский государственный технический университет

E-mail: garganeev@rambler.ru; kharit1@yandex.ru*

Расширены возможности метода переключающих функций для анализа устройств силовой электроники. Модифицированный метод ориентирован на аналитическое описание производных токов в индуктивностях электрической цепи с вентилями. Возможности метода иллюстрируются на примере анализа механотронной системы «синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов–двухполупериодный выпрямитель с нулевым выводом» при работе преобразователя на противо-ЭДС.

Ключевые слова:

Переключающие функции, модификация, пульсации тока, противо-ЭДС.

Key words:

Switching functions, updating, current pulsations, counter-electromotive force.

Метод переключающих функций применяется при анализе различных схем в силовой электронике достаточно давно. В значительной степени его распространение связано с работами профессора Г.В. Грабовецкого [1].

Основным достоинством метода является возможность получения аналитических выражений для электрических величин схемы, однако допущением этого метода является то, что нагрузка вентильного преобразователя должна удовлетворять гипотезе фильтра низкой частоты, т. е. предполагается отсутствие пульсаций в выходном токе преобразователя. Данное допущение существенно ограничивало класс исследуемых систем силовой электроники.

В настоящей работе предпринята попытка расширить возможности метода на преобразователи электрической энергии, работающие на противо-ЭДС, при этом пульсации выходного тока могут иметь значительную величину, а анализ распространен вплоть до режима прерывистого тока.

Сущность метода иллюстрируется на примере системы «синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов–двухполупериодный выпрямитель с нулевым выводом». Синхронный генератор (СГ) работает с переменной частотой вращения вала ($n=\text{var}$), выводы выпрямителя подключены к противо-ЭДС U_n . Эквивалентная схема системы представлена на рис. 1. Данная схема получена при следующих допущениях:

- магнитная система СГ не насыщена и линейна;
- генератор явнополюсный, имеет систему успокоительных контуров по продольной и поперечной осям;
- выполняются условия теоремы о постоянстве потокоцеплений;
- вентили выпрямителя идеальны;
- X_f – индуктивность фидера между СГ и выпрямителем.

При анализе используется система относительных единиц, в которой за базовые приняты следующие величины: $U_0=U_n$; $n_0=n_{\min}$ – минимальная

частота вращения, при которой амплитуда ЭДС холостого хода СГ равна U_n ; $\omega_0=\omega_{\min}=2\pi n_{\min}/60$ – минимальная циклическая частота напряжения СГ; $X_0=\omega_0[L_f+(L_d''+L_q'')/2]$, $I_0=U_0/X_0$, $S_0=I_0 U_0$ – базовые величины сопротивлений, токов и мощностей элементов системы; L_d'' , L_q'' – сверхпереходные индуктивности обмоток статора СГ по продольной и поперечной осям соответственно. Относительное значение величины обозначается верхним индексом «звездочка», например, n^* .

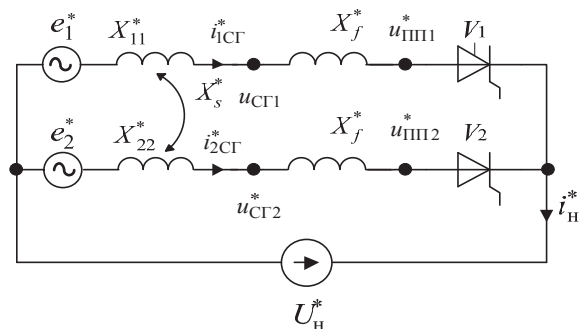


Рис. 1. Эквивалентная схема анализируемой системы

Для упрощения соотношений введено обозначение $q=2L_f/(L_d''+L_q'')$.

С учетом принятых допущений, введенных относительных единиц и обозначений, поведение исследуемой системы можно описать следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} \mathbf{e} - n^* \mathbf{X} \frac{d}{d\theta} \mathbf{i}_{\text{сг}}^* = \mathbf{u}_{\text{пп}}^*, \\ \sum_{j=1}^2 i_{\text{сг}j}^* = i_n^*, \end{cases} \quad (1)$$

где $\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_1^* \\ e_2^* \end{bmatrix}$, $\mathbf{i}_{\text{сг}}^* = \begin{bmatrix} i_{\text{сг}1}^* \\ i_{\text{сг}2}^* \end{bmatrix}$ – векторы фазных ЭДС

и токов СГ; $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} 1 & X_s^* \\ X_s^* & 1 \end{bmatrix}$ – матрица индуктив-

ных сопротивлений схемы; $\mathbf{u}_{\text{пн}}^* = \begin{bmatrix} u_{\text{пн1}}^* \\ u_{\text{пн2}}^* \end{bmatrix}$ – вектор

входных напряжений выпрямителя; $e_1^* = n^* \sin(\vartheta)$; $e_2^* = -n^* \sin(\vartheta)$; $X_s^* = -1/(1+q)$.

Здесь с целью определения напряжения на выходе СГ собственная индуктивность фазы представлена в виде двух индуктивных сопротивлений, а именно, собственного индуктивного сопротивления фазы СГ $X_{jj}^* = 1/(1+q)$ и внешней индуктивности $X_j^* = q/(1+q)$, причем $X_{jj}^* + X_j^* = 1$.

При увеличении частоты вращения вала СГ (n^*), начиная с $n_{\text{ог}}^* = n_{\text{мин}}^* = 1$, в системе возможны три режима работы в зависимости от величин n^* и q . Эти режимы различаются числом одновременно работающих вентилях. Кривые токов генератора ($i_{\text{сг1}}^*$, $i_{\text{сг2}}^*$) для них приведены на рис. 2.

Первый режим характеризуется прерывистым током в цепи нагрузки (рис. 2, а), во втором режиме работы устанавливается предельно-непрерывный ток с длительностью протекания $\lambda = \pi$ (рис. 2, б). Третий режим работы возможен при наличии внешнего индуктивного сопротивления X_j и характеризуется непрерывным током в нагрузке, при этом длительность протекания тока через вентиль больше половины периода ЭДС СГ ($\lambda > \pi$) (рис. 2, в). Для описания процессов введем угол вынужденного зажигания ψ , который определяется моментом включения неуправляемого вентиля. Он может быть найден из равенства

$$e_1^*(\psi) = U_n^* = 1.$$

Для случая управляемого выпрямителя необходимо угол φ заменить на угол регулирования α с учетом выражения

$$= \begin{cases} \alpha, & \text{если } \alpha \geq \psi, \\ \psi, & \text{если } \psi > \alpha. \end{cases}$$

Предлагаемая модификация метода переключений функций предполагает, что зависимости $\varphi(n^*)$ и $\lambda(n^*)$ определены с помощью системы уравнений (1) [2].

Введем переключательные функции первого $F_1(\vartheta)$ и второго $F_2(\vartheta)$ вентилях. Совместим начало отсче-

та с моментом времени $\vartheta = \psi$ и определим переключательные функции следующим образом:

$$F_1(\vartheta) = \begin{cases} 1 & \text{при } i_{\text{сг1}}^*(\vartheta) \neq 0, \\ 0 & \text{при } i_{\text{сг1}}^*(\vartheta) = 0, \end{cases}$$

$$F_2(\vartheta) = \begin{cases} 1 & \text{при } i_{\text{сг2}}^*(\vartheta) \neq 0, \\ 0 & \text{при } i_{\text{сг2}}^*(\vartheta) = 0 \end{cases}$$

или

$$F_1(\vartheta) = F_2(\vartheta - \pi) = \frac{\lambda}{2\pi} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sqrt{2}}{k\pi} \sqrt{1 - \cos(k\lambda)} \sin[k\vartheta + \varphi_k], \quad (2)$$

где

$$\varphi_k = \arctg \left[\frac{\sin(k\lambda)}{1 - \cos(k\lambda)} \right].$$

Напряжение на входе вентильного преобразователя (учтено, что $U_n^* = 1$) с их помощью определяется как

$$u_{\text{пн1}}^* = F_1 + (1 - F_1) \left(e_1^* - n^* X_s^* \frac{di_{\text{сг2}}^*}{d\vartheta} \right);$$

$$u_{\text{пн2}}^* = F_2 + (1 - F_2) \left(e_2^* - n^* X_s^* \frac{di_{\text{сг1}}^*}{d\vartheta} \right).$$

После подстановки данных соотношений в основное уравнение системы получим

$$F_1(e_1^* - 1) = n^* \frac{di_{\text{сг1}}^*}{d\vartheta} + F_1 n^* X_s^* \frac{di_{\text{сг2}}^*}{d\vartheta}; \quad (3)$$

$$F_2(e_2^* - 1) = n^* \frac{di_{\text{сг2}}^*}{d\vartheta} + F_2 n^* X_s^* \frac{di_{\text{сг1}}^*}{d\vartheta}, \quad (4)$$

где $e_1^* = -e_2^* = n^* \sin(\vartheta + \psi)$.

С целью определения структуры реактивной мощности, отбираемой от СГ, воспользуемся представлением уравнений системы в $\alpha\beta$ -осях и методом симметричных составляющих. Для этого введем оператор поворота $a = \exp \left(j \frac{2\pi}{m} \right)$ ($\varphi = \sqrt{-1}$,

m – количество фаз СГ), тогда изображающий вектор фазных токов СГ при $m=2$ запишется в виде

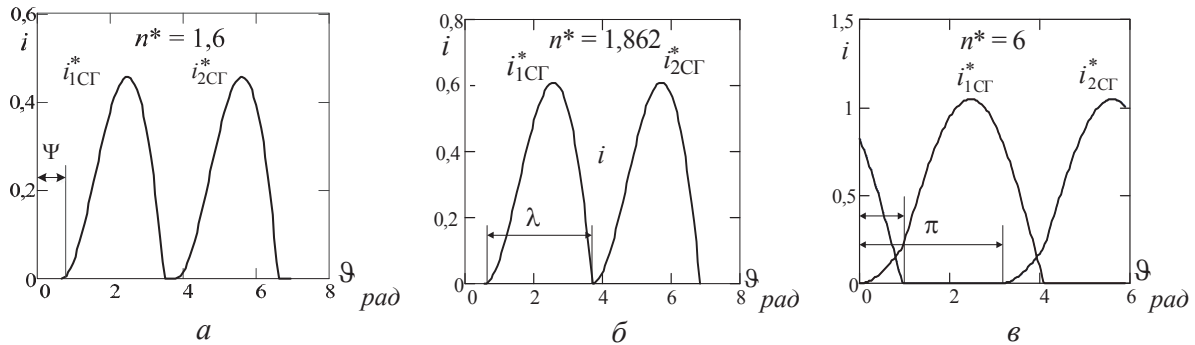


Рис. 2. Режимы работы схемы: а) первый; б) второй; в) третий

$$i_{\alpha\beta}^* = i_{1\text{СГ}}^* + ai_{2\text{СГ}}^* = i_{1\text{СГ}}^* - i_{2\text{СГ}}^*. \quad (5)$$

Из соотношения (5) очевидно, что $i_{\beta}^* = 0$. Нулевая последовательность этих токов определится следующим образом:

$$i_0^* = \frac{1}{2}(i_{1\text{СГ}}^* + i_{2\text{СГ}}^*).$$

Суммируя (3) и (4) получим уравнение для i_0^* и, применяя оператор «а» к (4) с последующим суммированием результата с (3), получим уравнение для $i_{\alpha\beta}^*$. После выполнения указанных операций будем иметь

$$\begin{aligned} n^*(1 - X_s^*F\gamma) \frac{di_{\alpha\beta}^*}{d\vartheta} &= u_{\alpha\beta}^*, \\ n^*(1 + X_s^*F\gamma) \frac{di_0^*}{d\vartheta} &= u_0^*, \end{aligned} \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} F\gamma &= F_1 + F_2 - 1, \quad \Delta e_{\alpha\beta}^* = F_1 e_1^* - F_2 e_2^* = e_1^*(F_1 + F_2), \\ F_{\alpha\beta} &= F_1 - F_2, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_{\alpha\beta}^* &= \Delta e_{\alpha\beta}^* - F_{\alpha\beta} u_{\alpha\beta}^*; \quad \Delta e_0^* = \frac{1}{2} e_1^*(F_1 - F_2); \\ u_0^* &= \Delta e_0^* - F_0 u_0^*; \quad F_0 = \frac{F_1 + F_2}{2}. \end{aligned} \quad (7)$$

Первое соотношение в системе уравнений (6) позволяет определить симметричные составляющие фазных токов СГ, т. е. гармоники с порядковыми номерами $2k-1$, а второе – нулевую последовательность, содержащую гармоники порядка $2k$. Очевидно, что ток нагрузки системы $i_n^* = 2i_0^*$, а токи фаз генератора через обобщенный вектор ($i_{\alpha\beta}^*$) и ток нулевой последовательности определяются соотношениями

$$i_{1\text{СГ}}^* = i_0^* + \frac{1}{2} i_{\alpha\beta}^* = i_0^* + i_{1c}^*, \quad i_{2\text{СГ}}^* = i_0^* - \frac{1}{2} i_{\alpha\beta}^* = i_0^* + i_{2c}^*, \quad (8)$$

где

$$i_{1c}^* = \frac{1}{2} i_{\alpha\beta}^*, \quad i_{2c}^* = -\frac{1}{2} i_{\alpha\beta}^* \quad (9)$$

– симметричные составляющие фазных токов СГ.

Обобщенный вектор напряжения синхронного генератора вычисляется согласно выражению

$$u_{\text{СГ}\alpha\beta}^* = e_{\alpha\beta}^* - 2 \frac{n^*}{1+q} \frac{di_{\alpha\beta}^*}{d\vartheta}, \quad (10)$$

где $e_{\alpha\beta}^* = e_1^* - e_2^* = 2e_1^*$. При выводе (10) учтено соотношение $X_s^* = -1/(1+q)$.

Из системы уравнений (6) получим

$$\frac{di_{\alpha\beta}^*}{d\vartheta} = \frac{1+q}{n^*(1+q+F\gamma)} u_{\alpha\beta}^*, \quad \frac{di_0^*}{d\vartheta} = \frac{1+q}{n^*(1+q-F\gamma)} u_0^*. \quad (11)$$

Подставив (11) в (10), запишем

$$u_{\text{СГ}\alpha\beta}^* = e_{\alpha\beta}^* - \frac{2}{1+q+F\gamma} u_{\alpha\beta}^*.$$

Принимая во внимание, что сопротивление дросселя L_f в относительных единицах равно

$n^* \frac{q}{1+q}$, определим соотношение для обобщенного вектора напряжений на нем, а также напряжений нулевой последовательности:

$$\begin{aligned} u_{f\alpha\beta}^* &= \frac{n^* q}{1+q} \frac{di_{\alpha\beta}^*}{d\vartheta} = \frac{q}{1+q+F\gamma} u_{\alpha\beta}^*, \\ u_{f0}^* &= \frac{n^* q}{1+q} \frac{di_0^*}{d\vartheta} = \frac{q}{1+q+F\gamma} u_0^*. \end{aligned} \quad (12)$$

Учитывая (6) и (11), можем получить аналогичные составляющие напряжений на входе выпрямителя:

$$\begin{aligned} u_{\text{ТП}\alpha\beta}^* &= e_{\alpha\beta}^* - n^* \frac{2+q}{1+q} \frac{di_{\alpha\beta}^*}{d\vartheta} = e_{\alpha\beta}^* - \frac{2+q}{1+q+F\gamma} u_{\alpha\beta}^*, \\ u_{\text{ТП}0}^* &= -u_{f0}^*. \end{aligned} \quad (13)$$

Таким образом, напряжение нулевой последовательности, генерируемое против-ЭДС посредством полупроводникового преобразователя, в цепи СГ уравновешивается напряжением на внешнем дросселе.

Учитывая, что относительное значение индуктивного сопротивления рассеяния СГ равно

$$X_{\delta}^* = \frac{q_{\delta}}{1+q}, \quad q_{\delta} = \frac{L_{\delta}}{L_d'' + L_q''} 2, \quad (L_{\delta} - \text{индуктивность}$$

рассеяния), получим выражение для обобщенного вектора напряжения СГ до индуктивности рассеяния:

$$u_{\delta\alpha\beta}^* = e_{\alpha\beta}^* - 2 \frac{1-q_{\delta}}{1+q+F\gamma} u_{\alpha\beta}^*.$$

Из соотношения (13) следует, что токи симметричных составляющих ограничиваются во входной цепи полупроводникового преобразователя индуктивным сопротивлением:

$$X_{\text{экс}}^* = n^* \frac{2+q}{1+q},$$

причем выходное сопротивление СГ для них определяется выражением

$$X_{\text{СГс}}^* = n^* \frac{2}{1+q}.$$

Эквивалентное сопротивление для токов нулевой последовательности $X_{\text{эк}0}^* = n^* \frac{q}{1+q}$.

Обобщенные векторы полного потокоцепления и потокоцепления в зазоре СГ определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} \Psi_{\alpha\beta}^* &= 2 \cos(\vartheta + \psi) + \frac{2}{1+q} i_{\alpha\beta}^*, \\ \Psi_{\delta\alpha\beta}^* &= 2 \cos(\vartheta + \psi) + 2 \frac{1-q_{\sigma}}{1+q} i_{\alpha\beta}^*. \end{aligned} \quad (14)$$

Переход в естественные координаты для каждого из определенных выше напряжений и потокоцеплений осуществляется с помощью соотношения, аналогичного (8):

$$\begin{aligned} u_{j1}^* &= u_{j0}^* + \frac{1}{2} u_{j\alpha\beta}^* = u_{j0}^* + u_{j1c}^*, \\ u_{j2}^* &= u_{j0}^* - \frac{1}{2} u_{j\alpha\beta}^* = u_{j0}^* + u_{j2c}^*, \\ u_{j1c}^* &= \frac{1}{2} u_{j\alpha\beta}^*, \quad u_{j2c}^* = -\frac{1}{2} u_{j\alpha\beta}^*, \end{aligned}$$

где u_{j1c}^* , u_{j2c}^* – симметричные составляющие фазных напряжений.

Расчет мгновенных значений токов и напряжений по найденным соотношениям может быть произведен несколькими способами. С нашей точки зрения наиболее оптимально использовать стандартную процедуру дискретного быстрого преобразования Фурье (БПФ). Действительно, учитывая, что во временной области переключающие функции F_1 и F_2 определены, не составляет труда найти $N=2^h$ значений любого из напряжений, включая производные токов (h – целое число). При этом определяется значение $M=1+2^{(h+1)}$ гармоник, амплитуды которых рассчитываются согласно соотношению [3]:

$$C_j = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{k=0}^{N-1} u_k e^{2\pi i (j/h)k},$$

где $u_k = u(\vartheta_k)$, $\vartheta_k = 2\pi/Nk$, $u(\vartheta)$ – мгновенное значение рассчитываемой координаты.

Полученные соотношения не исключают возможности аналитического определения спектральных составляющих искомым координат, что можно сделать путем непосредственного интегрирования найденных соотношений на соответствующих временных интервалах. Наиболее простой способ аналитического определения гармоник можно получить, если во всех выражениях переключающую функцию $F\gamma$, там, где она встречается в знаменателе, заменить на ее среднее значение, т. е. $F\gamma \approx F\gamma_0 = \lambda/\pi - 1$, а во всех остальных случаях воспользоваться представлением F_1 , F_2 и $F\gamma$ в виде ряда Фурье согласно соотношениям (2) и (7). Независимо от используемого способа расчета необходимо иметь в виду, что полученные соотношения не позволяют восстановить среднее значение тока нулевой последовательности $i_0^* = I_n^*/2$, его необходимо определить по результатам расчетов во временной области [2].

Алгоритм расчета с применением БПФ можно представить в виде последовательности операций:

- Рассчитываются в дискретных временных точках производные токов симметричных составляющих и нулевой последовательности по соотношению (11)

$$\begin{aligned} \delta i_{\alpha\beta k}^* &= (i_{\alpha\beta}^*(\vartheta_k))' = \frac{1+q}{n^*[1+q+F\gamma(\vartheta_k)]} u_{\alpha\beta}^*(\vartheta_k), \\ \delta i_{0k}^* &= (i_0^*(\vartheta_k))' = \frac{1+q}{n^*[1+q-F\gamma(\vartheta_k)]} u_0^*(\vartheta_k). \end{aligned}$$

- В соответствии с выражением $C_j = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{N-1} u_k e^{2\pi i (j/n)k}$

определяется комплексный массив синусных и косинусных составляющих гармоник производных токов $\dot{i}_{\alpha\beta}^*$ и $\dot{i}_0^*$ и рассчитываются амплитуды и фазы отдельных гармоник:

$$\delta \dot{I}_{\alpha\beta}^* = \text{Ffft}\{\delta i_{\alpha\beta k}^*\}, \quad \delta \dot{I}_0^* = \text{Ffft}\{\delta i_{0k}^*\},$$

$$\delta I_{\alpha\beta s}^* = \text{Im}(\delta \dot{I}_{\alpha\beta}^*), \quad \delta I_{\alpha\beta c}^* = \text{Re}(\delta \dot{I}_{\alpha\beta}^*),$$

$$\delta I_{0s}^* = \text{Im}(\delta \dot{I}_0^*), \quad \delta I_{0c}^* = \text{Re}(\delta \dot{I}_0^*),$$

$$\delta I_{\alpha\beta j}^* = \sqrt{(\delta I_{\alpha\beta sj}^*)^2 + (\delta I_{\alpha\beta cj}^*)^2},$$

$$\delta \varphi_{\alpha\beta j} = \arctg(\delta I_{\alpha\beta cj}^* / \delta I_{\alpha\beta sj}^*),$$

$$\delta i_{\alpha\beta}^*(\vartheta) \cong \sum_{j=1}^M \delta I_{\alpha\beta(2j-1)}^* \sin[(2j-1)\vartheta + \delta \varphi_{\alpha\beta(2j-1)}],$$

$$\delta I_{0j}^* = \sqrt{(\delta I_{0sj}^*)^2 + (\delta I_{0cj}^*)^2}, \quad \delta \varphi_{0j} = \arctg(\delta I_{0cj}^* / \delta I_{0sj}^*),$$

$$\delta i_0^*(\vartheta) \cong \sum_{j=1}^M \delta I_{02j}^* \sin[2j\vartheta + \delta \varphi_{02j}],$$

где $\text{Ffft}\{\dots\}$ – оператор БПФ, определенный, например, в среде *Mathcad*.

- Определяются выражения для токов $\dot{i}_{\alpha\beta}^*$ и $\dot{i}_0^*$:

$$i_{\alpha\beta}^*(\vartheta) \cong \sum_{j=1}^M I_{\alpha\beta(2j-1)}^* \sin[(2j-1)\vartheta + \varphi_{\alpha\beta(2j-1)}],$$

$$i_0^*(\vartheta) \cong \sum_{j=1}^M I_{02j}^* \sin[2j\vartheta + \varphi_{02j}] + I_n^*/2,$$

$$I_{\alpha\beta(2j-1)}^* = \frac{1}{2j-1} \delta I_{\alpha\beta(2j-1)}^*,$$

$$\varphi_{\alpha\beta(2j-1)} = \delta \varphi_{\alpha\beta(2j-1)} - \frac{\pi}{2}, \quad I_{02j}^* = \frac{1}{2j} \delta I_{02j}^*,$$

$$\varphi_{02j} = \delta \varphi_{02j} - \frac{\pi}{2}.$$

- По соотношениям (10), (12)–(14) вычисляются все необходимые величины, в том числе заряд цепи, гильбертов образ тока симметричной составляющей.
- По спектральным составляющим рассчитываются действующие значения (модули) электрических величин.

На рис. 3 в качестве примера приведены спектральный состав тока (*a*, *b*), напряжения (*в*, *г*) и потокосцепления (*д*, *е*) СГ, рассчитанные по предложенной методике для режима с $q=0$, $X_s^*=0,558$ и частот вращения $n^*=1,1$, $n^*=5$.

Из рис. 3 следует, что при малых частотах вращения вала СГ напряжение генератора искажено несущественно, ток генератора существенно несинусоидален. С ростом n^* ситуация изменяется на противоположную. Как следует из проведенных авторами расчетов, начиная с $n^*=1,862$, напряжение СГ становится прямоугольным и не изменяется ни по форме,

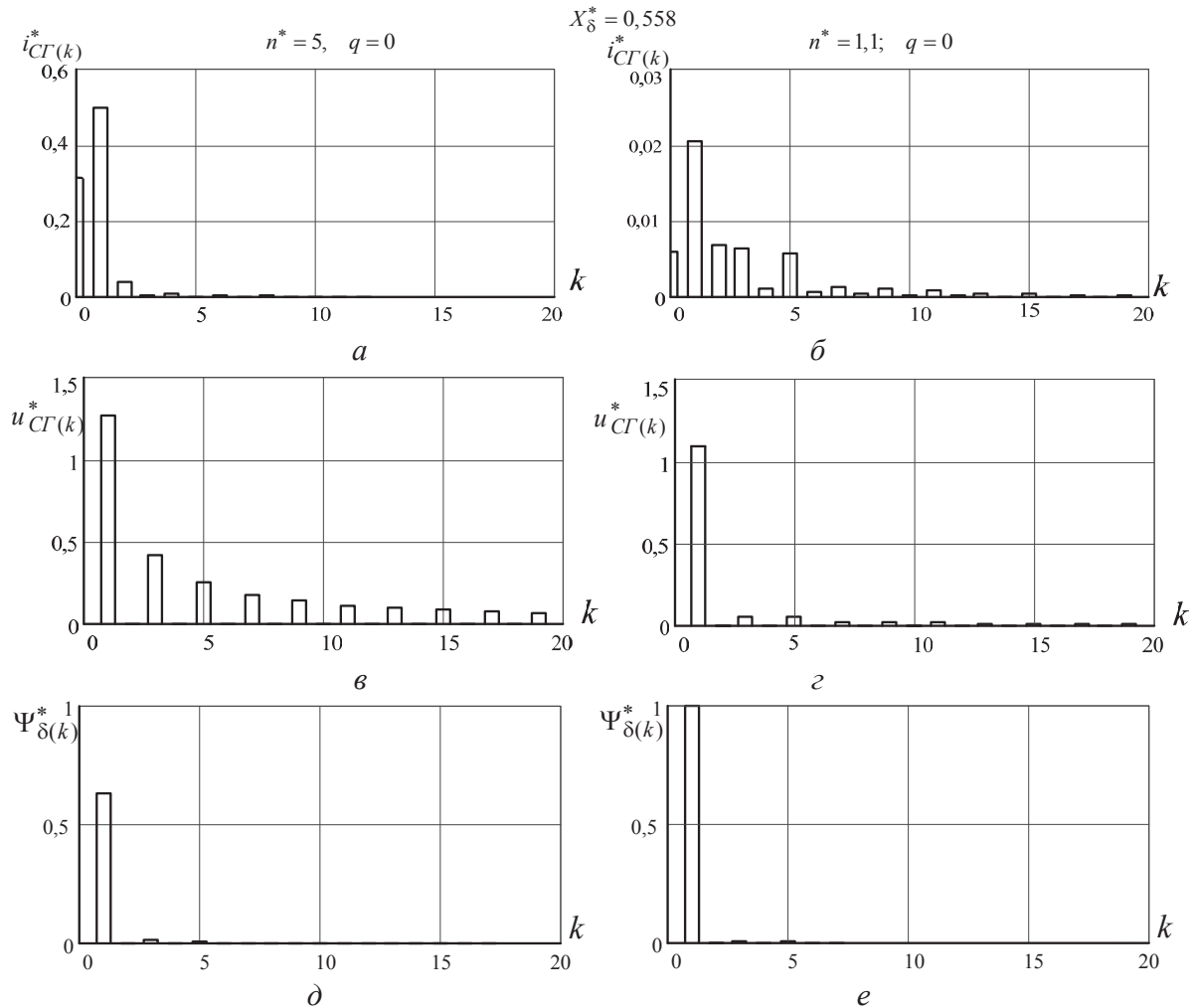


Рис. 3. Спектральный состав а, б) тока; в, г) напряжения; д, е) потокосцепления СГ

ни по величине, при условии постоянства противо-ЭДС. В этом диапазоне изменения n^* потокосцепление в зазоре СГ по форме близко к синусоидальному.

Выводы

Предложена модификация метода переключающих функций, которая применима для анализа устройств силовой электроники, в частности, работы вентильного преобразователя в режиме противо-ЭДС, когда пульсации выходного тока имеют значительную величину, а сам ток может носить прерывистый характер.

Исследования электромагнитных процессов в мехатронной системе «синхронный генератор

с переменной частотой вращения—управляемый выпрямитель» при работе на противо-ЭДС доказали эффективность предложенного метода. Расширение возможностей метода за счет использования модифицированного метода симметричных составляющих позволяет детально рассмотреть поведение токов и неактивной мощности, потребляемой от синхронного генератора. Подобная детализация открывает возможности синтеза алгоритмов управления, минимизирующих перетоки неактивной мощности от генератора к выпрямителю.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта № 1 G36.31.0010 от 22.10.2010 г.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грабовецкий Г.В. Некоторые вопросы динамики вентильных преобразователей частоты с непосредственной связью и естественной коммутацией при совместном и раздельном управлении // Электричество. — 1975. — № 2. — С. 58–60.
2. Харитонов С.А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. — 536 с.
3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). — М.: Наука, 1974. — 832 с.

Поступила 05.03.2012 г.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ МНОГОШАГОВЫЙ СИНТЕЗ УПРАВЛЕНИЯ ПОЗИЦИОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

П.Г. Яковенко

Томский политехнический университет

E-mail: pgj75@yandex.ru

Метод последовательного многошагового синтеза позволяет формировать законы управления позиционными электроприводами во время переходного процесса из оптимальных управлений для малых шагов. Составлен алгоритм перемещения рабочего органа без перегулирования по положению при изменении задания во время переходного процесса. Выход в заданную позицию с любой начальной установившейся скорости выполняется за минимальное время с ограничением координат.

Ключевые слова:

Метод, синтез, управления, системы, ограничения координат.

Key words:

Method, synthesis, control, systems, coordinate restriction.

Важной задачей при проектировании позиционных систем с микропроцессорным управлением является разработка алгоритмов синтеза в реальном масштабе времени, с высокой частотой оптимальных по быстродействию законов с учетом возможного изменения задания на перемещение во время переходного процесса. При супервизорном управлении для выполнения ограничений на рывок, ускорение и скорость следует формировать входное воздействие на электропривод с учетом его предельных динамических возможностей.

Синтез оптимальных по быстродействию управлений позиционными электроприводами с ограничением координат традиционными методами не всегда эффективен. Метод синтеза оптимальных управлений [1] с использованием динамического программирования [2] и имитационного моделирования, принципов «перемены цели» и «ведущего слабого звена» [3] позволяют решить задачу проектирования позиционных систем с микропроцессорным управлением. Он открывает широкие перспективы по разработке алгоритмов синтеза микропроцессорными средствами оптимальных управлений подвижными объектами и технологическими процессами в реальном масштабе времени.

Ограничения координат

комплектных электроприводов

Составление алгоритмов синтеза оптимальных управлений комплектными электроприводами значительно упрощается, если представить координаты системы скорость (ω), ускорение ($\Delta\omega/\Delta t$) и рывок ($\Delta\omega/\Delta t/\Delta t$) в единицах одной размерности. При синтезе управлений с постоянным шагом интегрирования Δt о координатах системы и ограничениях можно судить по перемещениям за шаг.

$$L_{\omega} = \omega \Delta t,$$

$$\Delta L_{\omega} = \Delta\omega \Delta t,$$

$$\Delta(\Delta L)_{\omega} = \Delta(\Delta\omega)\Delta t,$$

где $\Delta\omega$ — приращение скорости за шаг, соответствующее ускорению; $\Delta(\Delta\omega)$ — приращение к приращению скорости за шаг, соответствующее рывку.

Ограничения на скорость, ускорение и рывок определяются через максимальные значения перемещений за шаг

$$L_{\omega, \text{м}} = \omega_{\text{м}} \Delta t,$$

$$\Delta L_{\omega, \text{м}} = \Delta\omega_{\text{м}} \Delta t,$$

$$\Delta L_{\text{дон}} = \Delta(\Delta\omega)_{\text{м}} \Delta t,$$

где $\omega_{\text{м}}$ — максимальная скорость электропривода; $\Delta\omega_{\text{м}}$ — максимальное приращение скорости за шаг интегрирования, соответствующее максимальному ускорению; $\Delta(\Delta\omega)_{\text{м}}$ — максимальное приращение к приращению скорости за шаг интегрирования, соответствующее максимальному рывку.

Для i -го шага интегрирования легко определить перемещения, которые характеризуют ускорение и скорость электропривода при рывке $\Delta(\Delta L)_{\omega(i)}$

$$\Delta L_{\omega(i)} = \Delta L_{\omega(i-1)} + \Delta(\Delta L)_{\omega(i)},$$

$$L_{\omega(i)} = L_{\omega(i-1)} + \Delta L_{\omega(i)},$$

где $\Delta L_{\omega(i-1)}$, $L_{\omega(i-1)}$ — перемещения, соответствующие значениям ускорения и скорости электропривода на предыдущем шаге.

Разгон электропривода до заданной скорости при наличии ограничений на рывок и ускорение в общем случае состоит из участка нарастания ускорения, участка движения с предельным ускорением и участка уменьшения ускорения. Участок движения с предельным ускорением может отсутствовать, если начинать уменьшение ускорения раньше, чем система достигнет предельного темпа разгона. Значение скорости, до которой следует разгонять электропривод в системе позиционирования, определяется величиной заданного перемещения, шагом интегрирования и ограничениями на рывок и ускорение [4].

Путь разгона при выходе электропривода на установившуюся скорость не должен превышать половины заданного перемещения. Выбор

максимальной скорости позиционного электропривода следует осуществлять в функции заданного перемещения L_z таким образом, чтобы с учетом дискретности управления путь торможения был не менее пути разгона.

Управления позиционным электроприводом

На основе метода последовательного многошагового синтеза разработан алгоритм расчета закона управления на участке разгона позиционного электропривода с учетом принятых ограничений. Он предусматривает расчет пробных шагов с последующим переводом системы в установившиеся состояния. Анализ координат системы позволяет выбрать управление комплексным электроприводом для очередного шага. Начальные значения скорости ($L_{\omega(i-1)}$), ускорения ($\Delta L_{\omega(i-1)}$), пути разгона ($L_{p(i-1)}$) и торможения ($L_{T(i-1)}$), прогнозируемого установившегося значения скорости ($L'_{\omega(i-1)}$) и отработанного электроприводом перемещения $L_{n(i-1)}$ принимаются равными нулю. Вычисляется величина $\Delta L_{\omega i}$, соответствующая требуемому приращению скорости на очередном шаге для достижения электроприводом максимальной скорости за один шаг, и сравнивается со значением $\Delta L_{\omega \text{ок}}$. В алгоритме предусмотрена потенциальная возможность разгона позиционного электропривода до скорости $L_{\omega \text{м}}$, так как заданные перемещения могут быть значительными. Ускорение на предыдущем такте управления принимается равным $\Delta L_{\omega(i-1)}$, если $\Delta L_{\omega i}$ больше предельного значения рывка. В противном случае это ускорение принимается равным $\Delta L_{\omega i}$. Затем анализируется необходимость выполнения очередного шага с предельными динамическими возможностями электропривода. Для этого оценивается целесообразность выполнения очередного шага с прежним ускорением $\Delta L_{\omega(i-1)}$. Если оно равно нулю, то выполнять пробный шаг с таким ускорением нет смысла. Следует сразу проводить расчеты для пробного шага с ускорением $\Delta L_{\omega \text{ок}}$, которое больше значения ускорения с предыдущего шага на величину допустимого рывка $\Delta L_{\omega \text{оп}}$. В противном случае оно принимается равным ускорению электропривода на предыдущем шаге. Рассчитываются прогнозируемая установившаяся скорость электропривода L'_{ω} после выполнения пробного шага с выбранным ускорением и путь разгона L_p до нее

$$L'_{\omega} = L'_{\omega(i-1)} + \Delta L_{\omega k}, \quad (1)$$

$$L_p = L_{p(i-1)} + 2L'_{\omega} - L_{\omega(i-1)}. \quad (2)$$

Отсутствие нарушений ограничений позволяет выполнить шаг, аналогичный пробному шагу, реально, поэтому прогнозируемая установившаяся скорость электропривода, путь разгона до нее и путь торможения $L_{T(i)}$ принимают новые значения

$$L'_{\omega(i)} = L'_{\omega},$$

$$L_{p(i)} = L_p,$$

$$L_{T(i)} = L_{p(i)} + L'_{\omega(i)}.$$

Нарушение ограничений запрещает выполнение шага, аналогичного пробному шагу, с принятым ускорением $\Delta L_{\omega \text{ок}}$, поэтому $L'_{\omega(i)}$, $L_{p(i)}$ и $L_{T(i)}$ остаются без изменений. Ускорение $\Delta L_{\omega(i)}$ и скорость $L_{\omega(i)}$ электропривода на очередном шаге, а также суммарный пройденный путь $L_{n(i)}$ вычисляются по выражениям

$$\Delta L_{\omega(i)} = \Delta L_{\omega \text{ок}} - \Delta L_{\omega \text{оп}}, \quad (3)$$

$$L_{\omega(i)} = L_{\omega(i-1)} + \Delta L_{\omega(i)}, \quad (4)$$

$$L_{n(i)} = L_{n(i-1)} + \Delta L_{\omega(i)}.$$

В случае возможности выполнения электроприводом рассчитанного пробного шага с ускорением $\Delta L_{\omega \text{ок}}$ оценивается необходимость расчета с большим ускорением еще одного пробного шага. Такой шаг рассчитывается, если значение $\Delta L_{\omega \text{ок}}$ отличается от значения $\Delta L_{\omega \text{м}}$ и равно ускорению $\Delta L_{\omega(i-1)}$. Новое ускорение на втором пробном шаге определяется по выражению

$$\Delta L_{\omega \text{ок}} = \Delta L_{\omega(i-1)} + \Delta L_{\omega \text{оп}}.$$

Новый пробный шаг не рассчитывается в случае отличия ускорения на предыдущем пробном шаге от ускорения электропривода или равенства его допустимому значению $\Delta L_{\omega \text{м}}$. Ускорение электропривода $\Delta L_{\omega(i)}$ на очередном шаге принимается равным $\Delta L_{\omega \text{ок}}$. Таким образом, в приведенном алгоритме возможен расчет не более двух пробных шагов. Учитываются ограничения на рывок, ускорение и скорость, осуществляется поиск оптимального управления и разгон электропривода до установившегося значения скорости в функции заданного перемещения. Напряжение управления $U_{y(i)}$ комплексным электроприводом с коэффициентом передачи $K_{\text{эл}}$ формируется с учетом принятого шага

$$U_{y(i)} = L_{\omega(i)} / \Delta t / K_{\text{эл}}.$$

Алгоритм обеспечивает выбор оптимального значения максимальной скорости движения позиционного электропривода и разгон до нее без перерегулирования с прохождением не более половины заданного перемещения при релейном изменении значения рывка на участках увеличения и уменьшения ускорения. Движение электропривода с предельным ускорением меньше максимального значения возможно на нескольких тактах управления, что устраняет длительный режим при выходе на заданную скорость, значение которой может быть равно $L_{\omega \text{м}}$ или меньшему значению, кратному максимальному рывку.

Стремление обеспечить минимум времени отработки задания позиционным электроприводом предполагает максимально возможное время движения на максимальной скорости. При дискретном управлении, когда информация с датчика обратной связи поступает в регулятор положения с запаздыванием на один такт, путь торможения $L_{T(i)}$ не может быть меньше пути разгона $L_{p(i)}$. Движение на установившейся скорости осуществляется до тех пор, пока остаток $\Delta L_{\omega \text{ост}}$ перемещения ($L_z - L_{n(i)}$) не станет меньше пути торможения $L_{T(i)}$.

На заключительном участке необходимо изменять темп торможения в функции ошибки позиционирования $\Delta L_{ост}$ и текущего значения скорости L_{ω} электропривода по нелинейной зависимости таким образом, чтобы обеспечить выход в заданную позицию с малым ускорением на малой скорости. При этом на каждом шаге расчет ускорения торможения ведется в предположении равнозамедленного движения с текущего значения скорости до останова, принимая остаток перемещения меньше истинного значения на величину $K2L_{\omega}$, пропорциональную постоянному коэффициенту $K2$. Задается убывающий запас в пути торможения. Ускорение торможения при этом изменяется по нелинейной зависимости и определяется выражением

$$\Delta L = \frac{L_{\omega}^2}{2(\Delta L_{ост} - K2L_{\omega})}.$$

С уменьшением скорости электропривода составляющая запаса $K2L_{\omega}$ в пути торможения убывает, поэтому снижается и ускорение электропривода при подходе к заданной позиции, и гарантируется останов без перерегулирования по положению. При дискретном управлении, когда $\Delta L_{ост} < K2L_{\omega}$, темп торможения следует определять без учета запаса в пути торможения, принимая $K2=0$. Заканчивать торможение следует на скорости, которая определяется, исходя из требуемой точности позиционирования. Изменение в широких пределах ограничений и заданий не нарушают работоспособности алгоритма.

Управление позиционным электроприводом при начальном движении на установившейся скорости и новом задании перемещения

В случае получения нового задания на перемещение при движении электропривода на начальной установившейся скорости $L_{\omega,нач}$ формирование оптимального закона управления следует выполнять с учетом ограничений и величины оставшегося перемещения. При этом возможно движение электропривода на очередном шаге после получения нового задания, как на прежней скорости, так и разгон или торможение.

При синтезе управлений позиционной системой численным методом закон формируется во время переходного процесса и составляется из оптимальных управлений для малых шагов. В алгоритме на начальном этапе вычисляется разность $\Delta L_{ост}$ между заданным L_z и реально пройденным L_n перемещениями, которая сравнивается с точностью позиционирования. Если обеспечена требуемая точность позиционирования, то электропривод останавливается ($U_{н(г)}=0$). В противном случае производится сравнение $\Delta L_{ост}$ и ранее определенного пути торможения L_T электропривода с установившейся скорости.

Если $\Delta L_{ост}$ меньше пути торможения L_T , то начинается торможение. Если $\Delta L_{ост}$ больше или равен L_T , то рассчитывается пробный шаг разгона элек-

тропривода до максимальной скорости $L_{\omega,м}$. Вычисляется величина $\Delta L_{ог}$, соответствующая требуемому приращению скорости на очередном шаге для достижения максимальной скорости за шаг с учетом начальной установившейся скорости электропривода $L_{\omega,нач}$. Затем, как и в предыдущем алгоритме позиционирования, по выражениям (1)–(2) определяются значения скорости L'_{ω} после выполнения пробного шага с выбранным ускорением и путь разгона L_p до нее.

Определяется число шагов управления N_1 , необходимых для уменьшения ускорения до нуля. Если отношение ускорений $\Delta L_{ок}/\Delta L_{дон} \leq 1$, то $N_1=2$. Если отношение ускорений $\Delta L_{ок}/\Delta L_{дон} > 1$, то $N_1=\Delta L_{ок}/\Delta L_{дон}+1$. Предварительно определено число шагов управления N_2 , которые пройдет электропривод на начальной установившейся скорости $L_{\omega,нач}$ при прогнозировании разгона. Для первого пробного шага $N_2=0$. Вычисляется прогнозируемое перемещение L'_p электропривода в результате осуществления с предельными возможностями пробного шага при разгоне и дальнейшего уменьшения ускорения до нуля

$$L'_p = L_p + L_{\omega,нач} (N_1 + N_2 + 1).$$

Определяется наличие шагов K движения электропривода с предельным ускорением на участке торможения. Если $(L'_{\omega} + L_{\omega,нач}) \leq (\Delta L_{ог}/\Delta L_{дон})^2$, то движения с предельным ускорением на участке торможения нет, и количество шагов нарастания ускорения N_f с предельным рывком при торможении электропривода определяется по выражению

$$N_f = \sqrt{(L_{\omega,нач} + L'_{\omega}) / \Delta L_{дон}}.$$

При этом путь торможения электропривода до останова определяется по выражению

$$L_T = (L_{\omega,нач} + L'_{\omega})(N_f + 1) + (L_{\omega,нач} + L'_{\omega}).$$

Если $(L'_{\omega} + L_{\omega,нач}) > (\Delta L_{ог}/\Delta L_{дон})^2$, то присутствуют шаги движения с предельным ускорением на участке торможения, и количество шагов нарастания ускорения N_f с предельным рывком при торможении электропривода определяется по выражению

$$N_f = \Delta L_{ог} / \Delta L_{дон}.$$

Количество шагов движения электропривода с предельным ускорением на участке торможения определяется по выражению

$$K = (L_{\omega,нач} + L'_{\omega}) / (N_f \Delta L_{дон}) - N_f.$$

При этом путь торможения электропривода до останова определяется по выражению

$$L_T = (L_{\omega,нач} + L'_{\omega})(2 N_f + K + 2) / 2 + (L_{\omega,нач} + L'_{\omega}).$$

Затем осуществляется анализ возможности реализации такого пробного шага. Если не выполняются условия $L'_{\omega} > (L_{\omega,м} - L_{\omega,нач})$ или $(L'_p + L_T) > L_z$, то шаг, аналогичный пробному шагу, возможен, и далее выполняются операции как в ранее описанном алгоритме позиционирования.

Если выполняется хотя бы одно условие $L_{\omega}' > (L_{\omega,м} - L_{\omega,нач})$ или $(L_p' + L_T) > L_3$, то шаг, аналогичный пробному шагу, невозможен. Ускорение электропривода $\Delta L_{\omega(i)}$ определяется по выражению (3).

$$N_2 = N_2 + 1. \quad (5)$$

Анализируется полученное ускорение. Если выполняется условие $\Delta L_{\omega(i)} = 0$, то по выражению (4) вычисляется новое значение скорости $L_{\omega(i)}$, которая суммируется с $L_{\omega,нач}$. Если не выполняется условие $\Delta L_{\omega(i)} = 0$, то определяется по выражению (5) новое число шагов управления N_2 , которые пройдет электропривод на начальной установившейся скорости $L_{\omega,нач}$ при прогнозировании разгона, и затем вычисляется по выражению (4) новая скорость $L_{\omega(i)}$.

Определяется скорость $L_{\omega,1}$ электропривода на очередном шаге управления с учетом начальной скорости $L_{\omega,нач}$

$$L_{\omega,1} = L_{\omega(i)} + L_{\omega,нач}.$$

Вычисляется перемещение L_n электропривода после выполнения такого шага с учетом найденной скорости $L_{\omega,1}$

$$L_n = L_n + L_{\omega,1}.$$

После выполнения такого шага остаток перемещения определяется по выражению

$$L_{ост} = L_3 - L_n.$$

Когда остаток $\Delta L_{ост}$ перемещения станет меньше пути торможения L_T , вступает в действие ранее описанный алгоритм формирования закона управления электроприводом на участке торможения. В качестве начальной скорости электропривода $L_{\omega(i)}$ в начале торможения принимается ранее найденное значение скорости $L_{\omega,1}$ отработки перемещения.

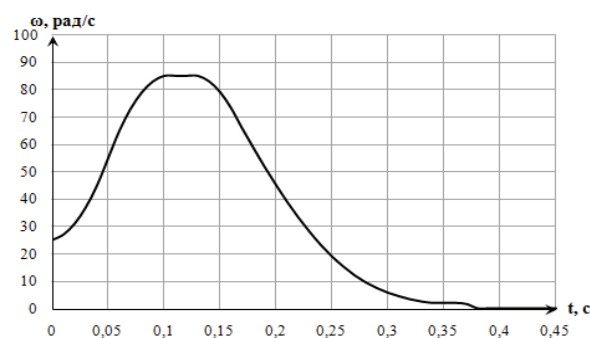


Рис. 1. График изменения скорости электропривода с ограничениями рывка и ускорения при изменении задания на перемещение

На рис. 1 приведен график изменения скорости электропривода при изменении задания на перемещение, когда при формировании закона управления вступают в действие ограничения на рывок и ускорение. Электропривод не разгоняется до предельной скорости. Испытания алгоритма при незначительных изменениях задания на перемещение на начальной скорости показали, что формирование законов управления электроприводом вы-

полняется, как и в ранее описанном алгоритме управления позиционированным электроприводом.

На рис. 2 приведен график изменения скорости электропривода при изменении задания на перемещение, когда при формировании закона управления вступают в действие ограничения на рывок, ускорение и скорость.

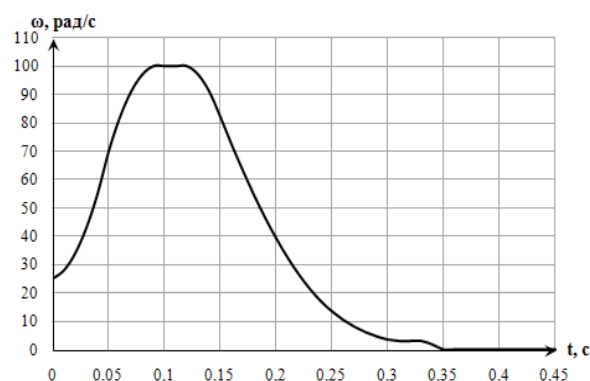


Рис. 2. График изменения скорости электропривода с ограничениями рывка, ускорения и скорости при изменении задания на перемещение

На рис. 3 приведен график изменения скорости электропривода при изменении задания на перемещение с ограничениями рывка, ускорения и скорости, когда отсутствовала начальная скорость.

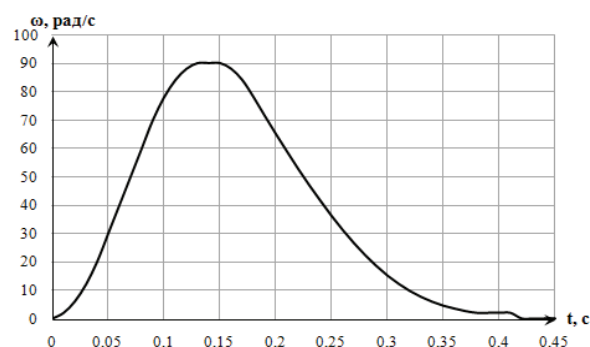


Рис. 3. График изменения скорости электропривода с ограничениями при отработке задания на перемещение с нулевой начальной скорости

Разработанный алгоритм показал высокую эффективность при изменениях в широком диапазоне ограничений на рывок, ускорение и скорость, начальных скоростей движения и заданий на перемещение. Во всех случаях отработка перемещений выполняется с предельным быстродействием и заданной точностью с учетом принятых ограничений без перегулирования по положению.

Выводы

1. Метод последовательного многошагового синтеза оптимальных управлений, основанный на имитационном моделировании и динамическом программировании, принципах «переметы цели» и «ведущего слабого звена» позволяет

- разрабатывать простые алгоритмы синтеза в реальном масштабе времени микропроцессорными средствами законов управления позиционными электроприводами.
2. Составлен алгоритм перемещения рабочего органа с любой установившейся скорости без перерегулирования по положению при изменении задания во время переходного процесса.
3. Отработка заданий выполняется с требуемой точностью и предельным быстродействием при строгом выполнении ограничений на рывок, ускорение и скорость.
4. Изменение в широком диапазоне ограничений, заданий на перемещения, точности позиционирования и начальных скоростей электропривода не нарушает работоспособности алгоритмов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Яковенко П.Г. Методика последовательного многошагового синтеза оптимальных управлений // Известия Томского политехнического университета. – 2003. – Т. 306. – № 2. – С. 95–98.
2. Беллман Р. Динамическое программирование и уравнения в частных производных. – М.: Мир, 1974. – 207 с.
3. Мясников В.А., Игнатьев М.Б., Покровский А.М. Программное управление оборудованием. – Л.: Машиностроение, 1974. – 243 с.
4. Яковенко П.Г. Оптимизация законов управления позиционными электроприводами при управлении от ЭВМ // Системы электропривода и промышленной автоматики с управлением от микропроцессоров и ЭВМ. – Л.: ЛДНТП, Ленингр. отделение, 1983. – С. 32–35.

Поступила 22.05.2012 г.

УДК 62–83: 621.314.632

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ВЕНТИЛЬНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ В НОРМАЛЬНОМ И АВАРИЙНОМ РЕЖИМАХ

Ю.Н. Дементьев

Томский политехнический университет
E-mail: dementiev@mail2000.ru

Представлены аналитические выражения для определения основных величин электроприводов переменного тока с вентильным преобразователем в основном и аварийном режимах его работы. Полученные аналитические выражения позволяют относительно просто и с достаточной точностью определить временные функции основных величин, величины первой и высших гармоник, добавочные потери и исходные данные для выбора силовых элементов вентильного преобразователя для основного и аварийного режимов.

Ключевые слова:

Электрический электропривод, переменный ток, вентильный преобразователь, математическое описание.

Key words:

Electric drive, alternating current, valve converter, mathematical description.

Успехи в развитии силовой полупроводниковой техники позволяют решать задачи создания наиболее рациональных способов коммутирования тока в цепях электрических машин постоянного и переменного тока и получить регулируемые электромашино-вентильные системы. Одним из перспективных направлений в развитии машино-вентильных систем являются регулируемые приводы, сочетающие вентильные преобразователи и машины переменного тока, что дает возможность создавать высокоэффективные системы электропривода. Системы электропривода с вентильными регулирующими устройствами имеют сложное поведение из-за многократной нелинейности системы и большого числа инерционных звеньев.

В силу нелинейности элементов, входящих в состав вентильных регулирующих устройств, анализ и расчет электромагнитных процессов и ве-

личин в таких системах сопряжен со значительными трудностями [1–3]. Однако исследование таких систем актуально, так как из-за применения вентилей изменяются их характеристики при работе в статических и динамических режимах. На рис. 1 приведена схема трехфазного мостового симметрично управляемого вентильного преобразователя, работающего с синхронной машиной (СМ) или асинхронной (АМ).

На схеме на зажимы a , b , c трехфазного мостового вентильного преобразователя присоединяется, в случае привода переменного тока на базе СМ с симметричным ротором – обмотка статора, а в асинхронном электроприводе, например, надсинхронном вентильном каскаде – обмотка ротора АМ.

За положительное направление токов, напряжений и потокосцеплений принято направление от нулевой точки к зажимам a , b , c .

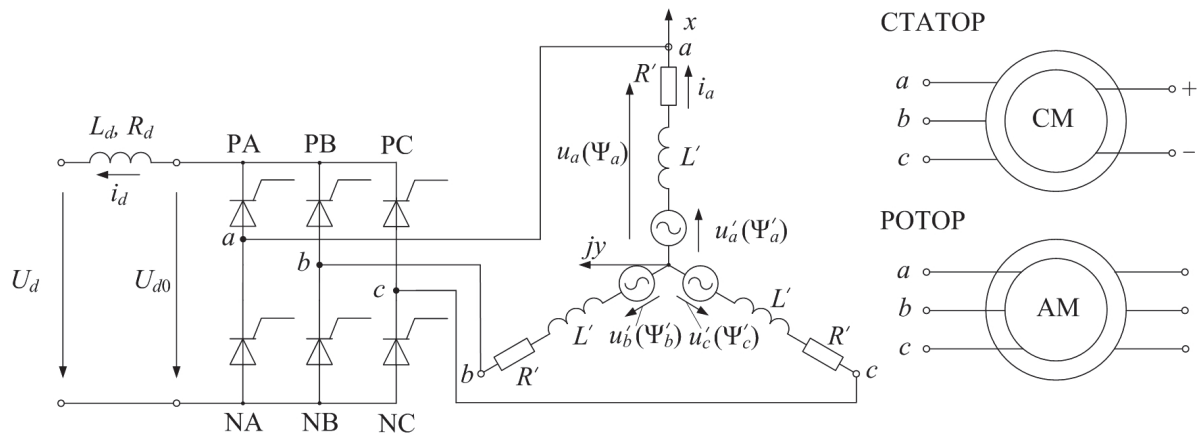


Рис. 1. Схема трехфазного мостового симметрично управляемого вентильного преобразователя, работающего с СМ или АМ

Упрощающие допущения:

1. В цепи постоянного тока величина индуктивности $L_d = \infty$, $i_d = I_d = \text{const}$.
2. Напряжения u'_a , u'_b , u'_c за коммутирующей индуктивностью L' образуют симметричную трехфазную систему, и полученный из них обобщенный вектор напряжения

$$\vec{u}' = u'_x + ju'_y = \vec{U}' e^{j\omega t} \quad (1)$$

вращается с частотой основной гармоники $\omega = 2\pi f$.

3. Вектор напряжения в момент времени $t=0$ имеет только действительную часть, т. е. $\vec{U}' = U'$.

Как известно, поведение вышеупомянутых электроприводов переменного тока с естественной коммутацией вентильного преобразователя в основном определяется первыми гармониками. Поэтому в данной статье представлены математические выражения для определения основных величин (напряжения, ток, потокосцепление) электроприводов переменного тока с симметрично управляемым вентильным преобразователем в основном и аварийном режимах без учета активного коммутационного сопротивления R' фазы машины переменного тока и использованием при математическом описании обобщенного вектора (Парк-вектора) [1–3].

Коммутационная цепь без учета активного сопротивления

Коммутация в этом случае обусловлена только индуктивностью L' . Коммутирующая индуктивность L' для СМ — это переходная индуктивность статора, приведенная к статорной обмотке при замыкании накоротко обмотки ротора, а для АМ — это переходная индуктивность ротора, приведенная к роторной обмотке при замыкании накоротко обмотки статора. Уравнение равновесия напряжений в этом случае запишется следующим образом

$$\vec{u} = L' \frac{d\vec{i}}{dt} + \vec{u}'. \quad (2)$$

Для нормального первого режима с углом коммутации $\delta < 60^\circ$ ниже приведены только оконча-

тельные аналитические выражения (3) соответственно для выпрямленного тока I_d , напряжения U_d , относительного выпрямленного напряжения $\bar{U}_1$ и векторов первых гармоник напряжения $\vec{U}_1$ и тока $\vec{I}_1$ при $R'=0$ и $\text{ctg} \varphi=0$, вывод которых с учетом полного сопротивления коммутационной цепи приведен в [3]. Таким образом,

$$I_d = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_{\text{кз}} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \delta)],$$

$$U_d = U_{d0} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{2\pi} \omega \Psi' [\cos \alpha + \cos(\alpha + \delta)],$$

$$U'_d = \frac{3}{\pi} (\sqrt{3} \cdot \cos \alpha - I'_d), \quad \bar{U}_1 = \bar{U}_{10},$$

$$\bar{U}_{10} = \frac{3}{2\pi} U' \left[\frac{2\pi}{3} - \delta + \sin \delta e^{-j(2\alpha + \delta)} \right]$$

$$\vec{\Psi}_1 = \vec{U}_1 / (j\omega), \quad I_1 = \frac{3}{2\pi} j \cdot I_{\text{кз}} [\delta - (\sin \delta) \cdot e^{-j(2\alpha + \delta)}], \quad (3)$$

где $U'_d = U_d / U'$, $I'_d = I_d / I_{\text{кз}}$.

Годографы обобщенных векторов потокосцеплений, тока, напряжений электрических машин переменного тока для нормального инверторного первого режима при $\delta < 60^\circ$ вентильного преобразователя приведены на рис. 2.

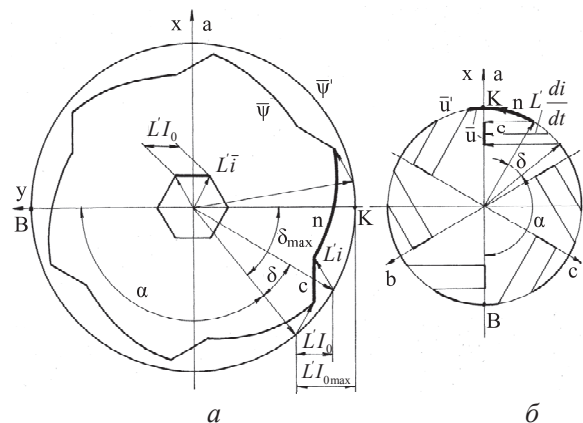


Рис. 2. Годографы обобщенных векторов: а) потокосцеплений и токов; б) напряжений

Как следует из рис. 2, годографы обобщенных векторов напряжения, тока, потокосцепления $\bar{\Psi}$, в соответствии с симметричным управлением вентилями преобразователя, обладают шестисторонней симметрией, поэтому векторы содержат высшие гармоники только порядка $v=1+6K$, где $K=\pm 1, \pm 2, \dots$, т. е. $v=1, -5, 7, -11, 13, \dots$

На рис. 3 приведены кривые вектора тока $\bar{I}_1 = \bar{I}_1 / I_{\text{кз}}$ при различных значениях δ , α и $\text{ctg} \varphi = 0$.

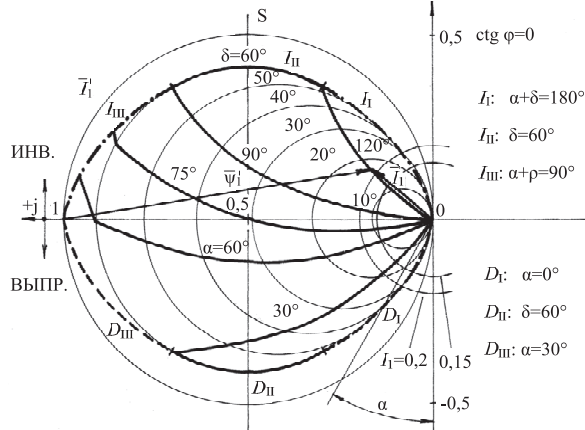


Рис. 3. Диаграммы изменения первой гармоники тока при различных значениях угла коммутации δ , управления α и суммарного угла управления $\alpha + \delta$

Как видно из рис. 3, при изменении угла δ для определенных значений угла управления α ток основной гармоники имеет форму окружности с радиусом $I_1' = I_1 L / \Psi'$ центры которых лежат на комплексной положительной оси $+j$, а при изменении α и $\alpha + \delta$ — форму циклоиды. При этом следует заметить, что при потокосцеплении $\Psi = 1$ ток I_1 равен индуктивности L' в относительных единицах. Так как для асинхронных и синхронных машин переходная индуктивность L' равна 0,15...0,20, то ток I_1 будет соответственно равен $I_1 = 0,15$ или $I_1 = 0,2$.

Как видно из рис. 3, вектор напряжения $\bar{U}'$ имеет только действительную часть, а вектор $\bar{\Psi}'$ располагается по направлению мнимой отрицательной оси комплексной координатной плоскости.

Выражение для расчета первой гармоники напряжения можно также получить из (2), т. е.

$$\bar{U}_1 = \bar{U}' + j\omega L \bar{I}_1, \quad \bar{U}_1' = \bar{U}_1 / U' = 1 + j \bar{I}_1'.$$

Определение режима работы вентильного преобразователя

Из выражения для выпрямленного напряжения U_d следует, что при изменении угла открывания α в интервале напряжение $U_d < 0$ и, таким образом, возможен только инверторный режим. На границе инверторного и выпрямительного режимов напряжение U_d должно быть равно нулю, т. к. только так можно обеспечить равенство нулю средневых выпрямленного значения мощности преобразователя. Граничные характеристики двух режимов зависимости $\alpha = f(\delta)$ показаны на рис. 4, где сплошной линией

изображены граничные характеристики D_I, D_{II}, D_{III} выпрямительного режима и I_I, I_{II}, I_{III} — инверторного режимов работы вентильного преобразователя без учета активного коммутирующего сопротивления.

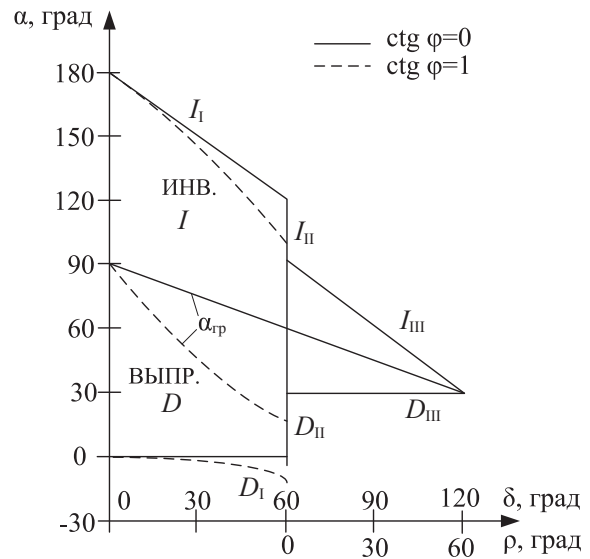


Рис. 4. Режимы работы вентильного преобразователя и граничные характеристики

Из выражений для расчета выпрямленного напряжения U_d и вектора тока $\bar{I}_1'$ следует, что на границе выпрямительного и инверторного режимов действительно следующее равенство:

$$2\alpha_{\text{гр}} + \delta_{\text{гр}} = 180^\circ. \quad (4)$$

Угол управления вентилями преобразователя в инверторном режиме можно найти по следующей формуле:

$$\alpha_{\text{и}} = 180^\circ - (\alpha_{\text{в}} + \delta),$$

где $\alpha_{\text{в}}$ — угол управления в выпрямительном режиме.

Из выражений (3) с учетом уравнения (4) получаем, что при одинаковых δ справедливы следующие тождества:

$$I_{d\text{в}} = I_{d\text{и}}, \quad U_{d\text{в}} = U_{d\text{и}}, \quad \bar{U}_{1\text{в}} = \hat{U}_{1\text{и}}, \\ \bar{\Psi}_{1\text{в}} = \hat{\Psi}_{1\text{и}}, \quad \bar{I}_{1\text{в}} = \hat{I}_{1\text{и}}.$$

Эффективное значение обобщенного вектора тока

$$I_{\text{эфф}}^2 = I_{\text{кз}}^2 \left\{ (1-H)(1-\cos \delta) + \right. \\ \left. + \frac{3}{\pi} [1+H+\cos \delta] \frac{\delta}{2} - \left(1+\frac{H}{2}\right) \sin \delta \right\},$$

где $H = \cos(2\alpha + \delta)$.

На рис. 5 представлены зависимости коэффициента потерь от высших гармоник в функции угла коммутации δ :

$$K_v = P_v / P_{v1} = (I_{\text{эфф}}^2 / I_1^2) - 1.$$

Как видно из рис. 2 и 5, при равенстве амплитуды первой гармоники тока номинальному значению $I_1 = I_{\text{н}}$, а вектора тока $\bar{I}_1' = 0,15 \dots 0,20$ коэффициент потерь $K_v < 0,075$, т. е. потери в обмотках СМ или АМ от высших гармоник незначительны.

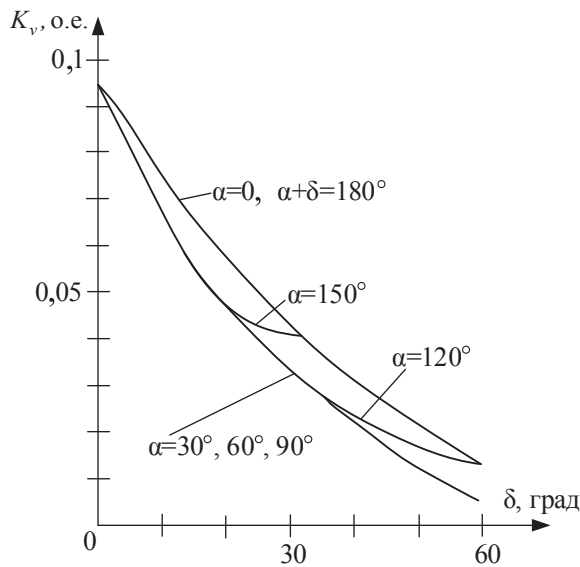


Рис. 5. Зависимость коэффициента потерь от угла коммутации при различных углах управления

Выражение для расчета эффективного значения вектора напряжения $\bar{u}$, с помощью которого определяют потери от вихревых токов, можно представить следующим образом:

$$U_{\text{эфф}} = \frac{3}{2\pi} \cdot U'^2 \left(\frac{2\pi}{3} - \delta + H \cdot \sin \delta \right).$$

Определение нагрузочной способности вентилей преобразователя по напряжению

Для удобства определения нагрузочной способности вентилей преобразователя преобразуем схему рис. 1 к схеме, представленной на рис. 6. Из мгновенных значений напряжений вентилей, присоединенных к положительной Р и отрицательной N шинам вентильного преобразователя, составим векторы напряжений $\bar{u}_P$ и $\bar{u}_N$.

Естественно, что в этом случае должны быть учтены нулевые составляющие u_{0P} и u_{0N} такой величины, чтобы напряжение на проводящих вентиле было равно нулю. Обобщенные векторы не содержат нулевых составляющих, поэтому вектор напряжения на вентиле должен быть равен обобщенному вектору напряжения на зажимах $\bar{u} = \bar{u}_P = \bar{u}_N$.

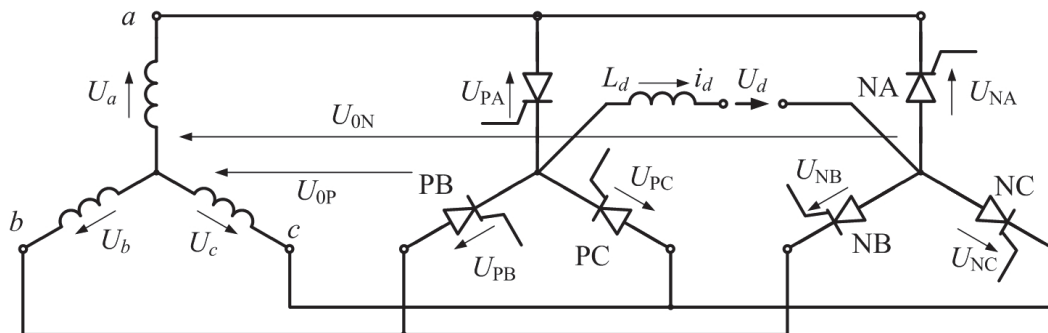


Рис. 6. Схема вентильного преобразователя, работающего с СМ или АМ для определения нагрузочной способности вентилей по напряжению

Так как вентили РА и NC для рассматриваемого в статье интервала времени весь период находятся в открытом состоянии, то для мгновенных значений напряжений вентилей, присоединенных к положительной Р и отрицательной N шинам вентильного преобразователя, можно записать:

$$\begin{aligned} u_{PA} &= u_a + u_{0P} = 0, \quad u_{PB} = u_b + u_{0P} = u_b - u_a = -u_{ab}, \\ u_{PC} &= u_c + u_{0P} = u_c - u_a = u_{ca}, \\ u_{NC} &= 0, \quad u_{NA} = -u_{ca}, \quad u_{NB} = -u_{bc}. \end{aligned} \quad (5)$$

Вышеприведенные мгновенные значения линейных напряжений можно получить проектированием вектора напряжения ($\sqrt{3} \cdot \bar{u}$) на соответствующие оси.

Максимальная нагрузка вентилей по напряжению приходится на внекоммутационное В-состояние, когда проводят ток два вентиля. В этом случае, используя зависимости (5) и вектора напряжения на зажимах [2, 3], можно определить напряжение вентилей в точке, условно обозначенной P_u (рис. 7).

Начальная точка внекоммутационного В-состояния, которая определяется углом $60^\circ - \delta$, находится на годографе вектора напряжения $\bar{u}'$ с углом $\pi + \alpha + \delta$. Максимальное напряжение возникает на тиристоре РВ, если точка P_i попадает еще в В-состояние (это возможно в инверторном режиме при $\alpha \geq 90^\circ$ для $\alpha + \delta \leq 150^\circ$).

Напряжения на вентиле можно определить по рис. 7 с учетом $R' = 0$, тогда в точке P_o , $u_{PC} = \sqrt{3}U'$ и $u_{PA} = -\sqrt{3}U'$ (к обоим вентиле прилагается запирающее напряжение), в точке P_{oi} , $u_{PB} = -\sqrt{3}U'$ и в точке P_i , $u_{PB} = -\sqrt{3}U'$, таким образом, имеются моменты времени, когда максимальное напряжение на вентиле $U_{\text{max}} = \sqrt{3}U' = \sqrt{3} \cdot \omega \cdot \Psi'$ равно максимальному значению линейного напряжения.

Определение нагрузочной способности вентилей преобразователя по току

Если проводящий вентиль заменить источником напряжения U_i , равным 1...2 В, и сопротивлением R_i , тогда в периодическом режиме средние потери, обусловленные падением напряжения при протекании прямого тока:

$$P_i = U_i \cdot I_{ik} + R_i \cdot I_{i \text{ эфф}}^2 = U_i \cdot I_{ik} + R_i \cdot I_{ik}^2 \cdot k^2,$$

где I_{ik} и $I_{эфф}$ – среднее и эффективное значения тока вентиля; k_i – коэффициент, характеризующий форму тока; $k_i = I_{эфф}/I_{ik}$.

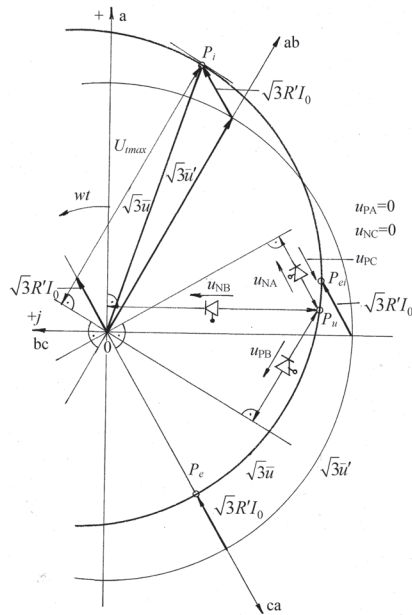


Рис. 7. Диаграмма, поясняющая определение максимального напряжения на вентилях преобразователя

В номинальном режиме:

$$I_{ik} = I_{ин}, I_{эфф} = (\pi/2)I_{ин}, k_i = k_{ин} = \pi/2, P_i = P_{ин}.$$

где $I_{ин}$ – среднее значение полу синусоиды тока.

В трехфазной мостовой схеме $I_{ik} = I_d/3$, $I_{эфф} = I_{эфф}/\sqrt{2}$, $k_i = (3/\sqrt{2})(I_{эфф}/I_d)$, где $I_{эфф}$ – эффективное значение тока фазы, которое получается делением эффективного значения тока $I_{эфф}$ на $\sqrt{2}$.

Вентиль выбран по току правильно, если $P_{max} \leq P_{ин}$, т. е. при $k_i \approx k_{ин}$ в режиме с частотой, близкой к 50 Гц, выбор вентиля можно производить по максимальному среднему току.

Нормальный, второй режим работы вентильного преобразователя ($\delta=60^\circ$)

Данный режим наступает, как только интервал, в течение которого одновременно пропускают ток два вентиля, становится равным нулю, и в преобразователе одновременно пропускают ток три вентиля. В выпрямительном режиме при дальнейшем возрастании тока нагрузки I_d угол открывания увеличивается до 30° , а угол коммутации продолжает оставаться неизменным, равным 60° . Это объясняется тем, что при увеличении тока нагрузки в преобразователе по-прежнему одновременно пропускают ток только три вентиля, т. к. для четвертого вентиля не будет условий, при которых он сможет начать пропускать ток.

Во втором режиме угол управления с ростом тока нагрузки автоматически увеличивается, а угол коммутации $\delta=60^\circ$ [4]. В инверторном режиме при $\delta=60^\circ$ и изменении угла α в диапазоне $90^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$ может возникнуть режим короткого замыкания преобразователя, что определяет границу опрокидывания инвертора I_{II} .

Аналитические выражения для расчета основных величин, приведенные в предыдущей части статьи, применимы и для второго режима работы преобразователя ($\delta=60^\circ$).

Аварийный, третий режим работы вентильного преобразователя ($\delta>60^\circ$)

Дальнейшее увеличение тока I_d при изменении угла α в диапазоне $30^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ приводит к возникновению третьего режима преобразователя, характеризующегося величиной $\delta>60^\circ$. Из рис. 1 можно видеть, что этот режим является режимом короткого замыкания сторон переменного и постоянного тока. Временные диаграммы и обобщенные векторы напряжения и тока для данного режима представлены на рис. 8.

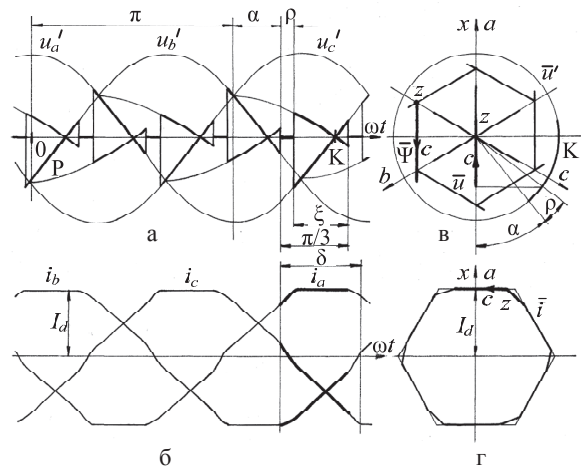


Рис. 8. Диаграммы напряжений и токов вентильного преобразователя в аварийном режиме, работающего с СМ или АМ: а, б) фазных напряжений и токов; в, г) обобщенных векторов фазных напряжений и токов

Этот режим характеризуется углом коммутации, который вычисляется по формуле:

$$\delta = 60^\circ + \rho,$$

где $\tau = \rho/\omega$.

В аварийном режиме (состояние короткого замыкания – Z) проводят ток четыре вентиля в интервале времени от состояния коммутации (K) до вне коммутации (B): $t_K \leq t \leq t_B = (\pi + \alpha + \rho)/\omega$, тогда

$$\bar{u} = 0, \bar{\Psi} = \int \bar{u} dt + \bar{C}_{K-Z} = \bar{C}_{K-Z},$$

$$\bar{i} = (\bar{\Psi} - \bar{\Psi}')/L' = (\bar{C}_{K-Z}/L') + \bar{i}_{K.3},$$

где $\bar{i}_{K.3} = -\bar{\Psi}'/L' = jI_{K.3}e^{j\omega t}$.

В нормальном режиме (состояние коммутации – K), когда проводят ток три вентиля в интервале времени $t_B \leq t \leq t_K + \tau$, аналитические выражения для векторов напряжения, потокосцепления и тока запишутся следующим образом:

$$\begin{aligned} \bar{u} &= U' \cdot \cos \omega t, \bar{\Psi} = \Psi' \cdot \sin \omega t + \bar{C}_{K-K}, \\ \bar{i} &= I_{K.3} \cdot \sin \omega t + \bar{C}_{K-K}/L' + \bar{i}_{K.3} = \\ &= jI_{K.3} \cos \omega t + \bar{C}_{K-K}/L'. \end{aligned} \quad (6)$$

Из условия симметрии определяются постоянные интегрирования C_{K-Z} и C_{K-K} (индексы Z и K указывают на состояние схемы преобразователя):

$$\begin{aligned}\bar{C}_{K-Z} &= \Psi' \cdot [\sin \beta - \sin(\alpha + \rho)] \cdot e^{j(\pi/3)}, \quad \beta = \alpha + \pi/3, \\ \bar{C}_{K-K} &= \bar{C}_{K-K} + \bar{\Psi}' \cdot \sin(\alpha + \rho).\end{aligned}$$

Из (6) можно определить основные величины стороны постоянного тока:

$$\begin{aligned}I_d &= \operatorname{Re}\{\bar{i}_c\} = \frac{1}{2} I_{KZ} \cdot [\sin \beta - \sin(\alpha + \rho)], \\ U_d &= \frac{1}{\tau} \int_{t_{\text{закр.}}}^{t_{\text{откр.}} + \tau} \frac{3}{2} U' \cdot \cos \omega t \, dt = \\ &= \frac{3}{\pi} \cdot \frac{3}{2} \cdot U' [\sin \beta - \sin(\alpha + \rho)], \\ U'_d &= \frac{9}{\pi} [\sin(\alpha + \pi/3) - I'_d],\end{aligned}$$

выражения для первых гармоник на стороне переменного тока запишутся следующим образом:

$$\begin{aligned}\bar{U}_1 &= \frac{3}{2\pi} U' [\varepsilon + (\sin \varepsilon) \cdot e^{-j(2\beta - \varepsilon)}], \\ \bar{I}_1 &= \frac{3}{2\pi} \cdot j \cdot I_{KZ} \left[\frac{2}{3} - \varepsilon - (\sin \varepsilon) \cdot e^{-j(2\beta - \varepsilon)} \right],\end{aligned}$$

где $\varepsilon = (\pi/3) - \delta$.

На границе выпрямительного и инверторного режимов для аварийного третьего режима работы вентильного преобразователя $2\alpha_{zp} + \rho_{zp} = 120^\circ$, $2\alpha_{zp} + \rho_{zp} = 180^\circ$, т. е. то же самое, что и в нормальном режиме с $\delta < 60^\circ$.

Определение границ открывания и закрывания вентилей

Из рис. 2, б, следует, что для граничных точек открывания В и закрывания К $\alpha = 0^\circ$, $\alpha + \delta = 180^\circ$.

Тогда точки с $\alpha = 0^\circ$, $\alpha + \delta = 180^\circ$ при угле коммутации $\delta < 60^\circ$ определяют граничную характеристику D_I выпрямительного режима и граничную характеристику I_I инверторного режима в нормальном первом режиме работы вентильного преобразователя (рис. 3).

Во время работы вентильного преобразователя в выпрямительном режиме с углом $\alpha = 30^\circ$ границей открывания D_{III} третьего аварийного режима является кривая, вдоль которой можно изменять ρ в пределах $0^\circ < \rho < 60^\circ$. Граница инверторного режима определяется выражениями $\alpha + \rho = 90^\circ$ и $\alpha + \delta = 150^\circ$. Поскольку, как следует из рис. 8, если при $\alpha + \rho = 90^\circ$ не закончится режим короткого замыкания до точ-

ки K (т. е. ток в фазе i_a не достигнет выпрямленного тока I_d), то данный режим уже не прерывается, так как напряжение $u_a' = -L \cdot di_d/dt$ в этой точке меняет знак. Исследования граничных характеристик аварийного третьего выпрямительного D_{III} и инверторного I_{III} режимов работы вентильного преобразователя показывают, что эти характеристики являются зеркальным отображением по прямой S (рис. 3) характеристик нормального первого выпрямительного D_I и инверторного I_I режимов вентильного преобразователя. В точках, где реальные части векторов основных величин равны, также равны значения ε и δ . Третий режим работы вентильных преобразователей является аварийным и поэтому имеет теоретическое значение.

Заключение

1. Математическое описание электроприводов переменного тока с симметрично управляемым вентильным преобразователем в нормальном и аварийном режимах его работы с использованием обобщенного вектора (Парк-вектора) позволяет получить компактную запись уравнений и построить высокоэффективные системы управления электроприводами переменного тока, базирующиеся на векторных понятиях.
2. Аналитические выражения для расчета основных величин электроприводов переменного тока с вентильным преобразователем без учета активного коммутационного сопротивления фазы машины переменного тока в нормальном и аварийном режимах работы значительно упрощаются и не приводят к значительным погрешностям при расчетах.
3. Установлено, что расчет основных величин без учета активного коммутационного сопротивления фазы машины переменного тока при работе вентильного преобразователя при переменной частоте питающей сети, особенно на низких частотах, может привести к значительным погрешностям.
4. Аналитические выражения, представленные в статье, дают возможность относительно просто и с достаточной точностью провести анализ временных зависимостей напряжения, тока и потокоцепления, первых и высших гармоник, определить добавочные потери и максимальные значения напряжения и тока для выбора силовых элементов вентильного преобразователя.

Работа выполнена в рамках государственного задания «Наука».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Halász S., Csörgits F., Hunyár M., Kádár I., Lázár J. Automatizált villamos hajtások. – Budapest: Tankönyvkiadó, 1989. – 286 о.
2. Dementyev Yu.N. Felvezetos szinkron feletti aszinkron motoros kaszkad hajtás statikus es dinamikus vizsgálata: Kandidatusi ertekezés. – Budapest, 1984. – 177 о.
3. Дементьев Ю.Н. Математическое описание электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями в установившемся режиме // Электричество. – 2012. – № 6. – С. 36–42.
4. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. – М.: Высшая школа, 1974. – 430 с.

Поступила 16.10.2012 г.

ИМПУЛЬСНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИЛЬНОТОЧНЫХ ШУНТОВ

А.И. Заревич, С.В. Муравьев, Е.В. Бедарева, С.Р. Карпенко*

Томский политехнический университет

E-mail: antonzarevich@ngs.ru

*ГП «Укрметрестстандарт», г. Киев, Украина

Рассмотрен и экспериментально апробирован метод определения амплитудно- и фазочастотных характеристик токового шунта, основанный на совместной цифровой обработке входного короткого импульсного воздействия и отклика на него. Частотная зависимость коэффициента передачи шунта рассчитывается с помощью компонентов комплексных спектральных преобразований напряжений с выходов шунта и эталонного преобразователя тока. Показано, что точность метода может быть повышена путем усреднения по ансамблю спектральных составляющих сигналов.

Ключевые слова:

Токовый шунт, динамические характеристики, преобразование Фурье.

Key words:

Current shunt, dynamic behaviour, Fourier transform.

Введение

Современное развитие энергетики больших мощностей связано с необходимостью генерировать и измерять большие импульсные токи. Эти токи могут достигать величин порядка сотен килоампер при длительности импульса до сотен миллисекунд, и их измерения существенно осложняются образованием сильных магнитных полей, электродинамических сил и эффектами рассеивания. Измерения таких токов часто выполняют с использованием поясов Роговского и токовых трансформаторов. В условиях значительных электромагнитных помех используют сильноточные безиндуктивные шунты [1, 2].

Актуальной остается задача определения динамических метрологических характеристик токовых шунтов, которая требует для своего решения наличия дорогостоящих источников гармонического или импульсного тока большой амплитуды или труднореализуемых методов измерения малых импедансов шунтов. Альтернативой этим двум подходам являются методы, основанные на формировании короткого импульсного воздействия на исследуемый шунт и последующей цифровой обработке его входных и выходных сигналов [3, 4]. Этот подход позволяет предложить новый метод определения амплитудно- и фазочастотной характеристик (АЧХ, ФЧХ) токового шунта.

Целью статьи является экспериментальное исследование импульсного метода определения динамических метрологических характеристик токовых шунтов на примере сильноточного шунта на 20 кА.

Метод определения динамических характеристик сильноточных шунтов

Задача определения динамических метрологических характеристик токовых шунтов может быть решена путем подачи на вход токового шунта ко-

роткого импульса тока. При этом входной и выходной сигналы шунта необходимо записать в память цифрового осциллографа и определить их спектры. Амплитудно- и фазочастотные характеристики определяются по арифметическому отношению спектральных плотностей входного и выходного сигналов на соответствующих частотах. Авторами был предложен и исследован алгоритм реализации указанного метода для определения частотных характеристик преобразователей тока [5]. Алгоритм был реализован на языке технических вычислений MATLAB [6] и апробирован при определении амплитудно- и фазочастотных характеристик интегрирующей RC-цепи.

В ходе исследований было показано, что в полной мере метод применим только для цепей, которые в исследуемом частотном диапазоне описываются дифференциальными уравнениями первого порядка. Для цепей более высокого порядка применимость метода ограничена минимальной шириной резонансов, которые могут быть различимы в результате преобразования Фурье.

В условиях физического эксперимента реальный импульсный сигнал всегда зашумлен и характеризуется нестабильностью амплитуды, длительности и формы огибающей. Средства измерения, применяемые для регистрации таких сигналов, также вносят свою погрешность. Влияние этих случайных факторов снижают путем многократных измерений и усреднения их результатов по ансамблю. Поскольку, при постоянном размере выборки и неизменности длительности развертки цифрового осциллографа, частоты дискретного преобразования Фурье остаются неизменными, и его состав не зависит от смещения сигнала относительно начала выборки, повышение точности практического применения метода может быть достигнуто путем равномерного усреднения по ансамблю реализаций спектральных компонент сигналов.

Точность предложенного метода определения амплитудно- и фазочастотных характеристик токового шунта может быть оценена путем определения функции когерентности γ_{xy} между спектральными плотностями сигнала-отклика $Y(f_i)$ и тестового сигнала $X(f_i)$ на заданной i -й частоте f_i при длине частотной выборки n , как предложено в [7]:

$$\bar{\gamma}_{xy}^2(f_i) = \frac{\left| \sum_{j=1}^n X_j^*(f_i) Y_j(f_i) \right|^2}{\sum_{j=1}^n |X_j(f_i)|^2 \sum_{j=1}^n |Y_j(f_i)|^2}. \quad (1)$$

Функция когерентности γ_{xy} , определенная по выражению (1), в идеальном случае равна 1, что соответствует полной корреляции выходного $Y(f)$ и входного $X(f)$ сигналов. Дополнительные шумы, вносимые исследуемым объектом и средствами измерения, а также возможные нелинейные явления уменьшают γ_{xy} . В пределе γ_{xy} стремится к нулю, что соответствует отсутствию причинно-следственной связи между сигналами.

Среднеквадратическое отклонение σ , а, следовательно, и относительная погрешность определения коэффициента передачи $K(f_i)$ на заданной частоте f_i могут быть получены из выражения (1):

$$\sigma(\bar{K}(f_i)) = \frac{1}{\sqrt{2n}} \frac{\sqrt{1 - \bar{\gamma}_{xy}^2(f_i)}}{|\bar{\gamma}_{xy}(f_i)|}. \quad (2)$$

Экспериментальные исследования амплитудно- и фазочастотной характеристик силовоточного шунта

Предложенный метод был применен для экспериментального определения амплитудно- и фазочастотной характеристик шунта коаксиальной конструкции, предназначенного для измерения импульсных токов амплитудой до 20 кА [2]. Материалом внутреннего цилиндра резистивной части шунта является манганин, внешнего цилиндра — медь. Активное сопротивление шунта составляет порядка 170 мкОм.

Для этого эксперимента был разработан и изготовлен формирователь импульса тока. Электрическая принципиальная схема формирователя, представлена на рис. 1.

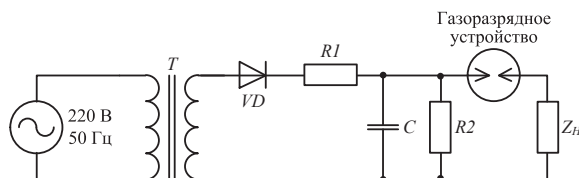


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема формирователя импульса тока

Формирователь импульса тока питается от сети переменного тока (220 В, 50 Гц). Напряжение сети преобразуется трансформатором T до 474 В и выпрямляется с помощью диода VD . Резистор $R1$ со-

противлением 124 кОм ограничивает ток заряда конденсатора C емкостью 50 мкФ и обеспечивает задержку между импульсами. В момент достижения на конденсаторе напряжения в 300 В срабатывает газоразрядное устройство (2-х электродный газонаполненный разрядник EPCOS EC350–100), и происходит импульсный разряд конденсатора через нагрузочную цепь, включающую исследуемый шунт Z_H . Резистор $R2$ сопротивлением 1,5 МОм обеспечивает разряд конденсатора C при отключении формирователя от сети.

Схема эксперимента по определению динамических характеристик шунта представлена на рис. 2. Сигнал с формирователя импульсного тока поступает на входные токовые клеммы исследуемого шунта и одновременно фиксируется с помощью трансформатора тока 13W0100 производства фирмы Lilco Ltd [8] с коэффициентом преобразования 0,1. Сигналы с трансформатора тока и потенциальных выводов исследуемого шунта регистрируются двухканальным цифровым осциллографом LeCroy WaveSurfer 62Xs.

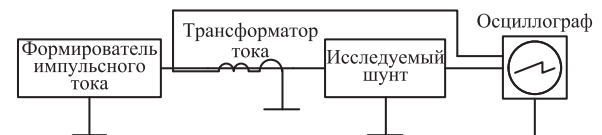


Рис. 2. Схема эксперимента по определению динамических характеристик шунта

На рис. 3 приведены типичные осциллограммы сигналов, полученные с выходов эталонного трансформатора тока (кривая 1) и шунта (кривая 2).

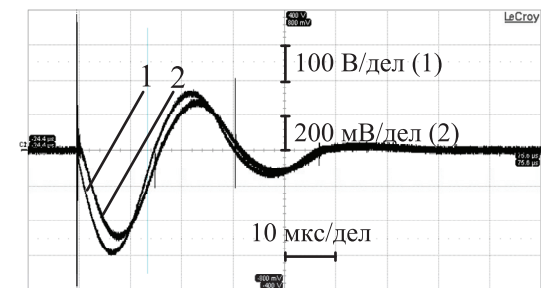


Рис. 3. Сигналы с выходов эталонного трансформатора тока (кривая 1) и силовоточного шунта (кривая 2)

Как видно из представленных осциллограмм, амплитуда импульса тока, протекающего через шунт, достигает значения ~ 3 кА. Сигнал с выхода шунта имеет резкий выброс на фронте, обусловленный переходными процессами, наложением протекающего через шунт тока и собственными колебаниями в шунте, имеющими частоту порядка 30 МГц. Сигналы на рис. 3 для наглядности приведены к одному масштабу.

Полученные в соответствии с описанным авторами в [4] методом экспериментальные АЧХ и ФЧХ шунта представлены на рис. 4.

Из приведенных характеристик видно, что в диапазоне частот до 100 кГц шунт имеет линейный коэффициент передачи $|K|$ по амплитуде, состав-

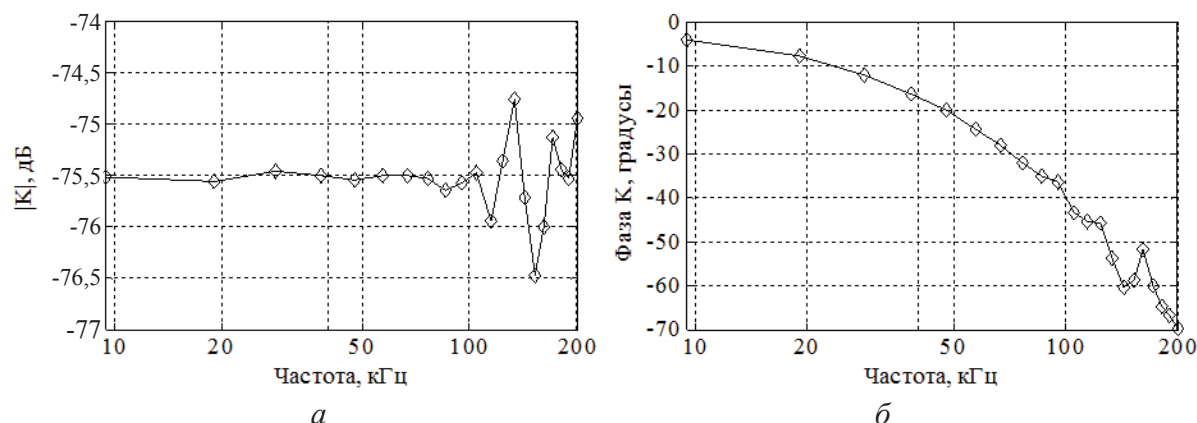


Рис. 4. Коэффициент передачи сильноточного шунта: а) АЧХ; б) ФЧХ

вляющий порядка $-75,5$ дБ. Кривая ФЧХ при этом имеет равномерный спад. Таким образом, шунт ведет себя как звено первого порядка. Заметим, что частотный диапазон исследуемого шунта не ограничивается значением 100 кГц. Однако с ростом частоты возрастает погрешность определения коэффициента передачи. На рис. 5 приведен результат расчета этой погрешности, выполненный по формуле (2).

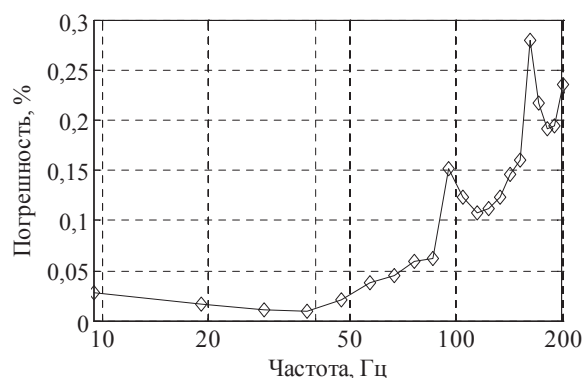


Рис. 5. Погрешность определения коэффициента передачи сильноточного шунта

Из расчета видно, что на частотах до 90 кГц погрешность не превышает 0,1 %. На более высоких частотах поведение шунта имеет сложный характер, не поддающийся описанию в рамках линейной модели, что и приводит к росту погрешности. Также рост погрешности при увеличении частоты связан с резонансными явлениями в соединительных проводах и шумами в использованном оборудовании. Измерения, проводимые на этих частотах, будут приводить к некорректным результатам. Таким образом, полученное значение частоты 100 кГц ограничивает полосу пропускания шунта

возможностью представления его линейной моделью.

Выводы

Экспериментально исследован метод определения амплитудно- и фазочастотной характеристик линейных электрических цепей. Применение метода для сильноточного токового шунта позволило определить его коэффициент передачи в диапазоне частот до 90 кГц с погрешностью не более 0,1 % при амплитуде зондирующего импульса тока порядка 3 кА. Предложенный метод не требует использования дорогостоящего оборудования для формирования гармонических или импульсных токов большой амплитуды, позволяет избежать необходимости измерения малых импедансов шунтов. Использование цифровой обработки позволяет существенно сократить трудоемкость определения метрологических характеристик сильноточного энергетического оборудования.

Исследования выполнены в рамках федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007–2013 гг.» по теме: «Программно-аппаратный комплекс для автоматизированных испытаний сильноточных преобразователей» (Государственный контракт № 11.519.11.6026) и в соответствии с грантом НК 566П/13 по направлению «Создание электронной компонентной базы» в рамках мероприятия 1.2.1 «Проведение научных исследований научными группами под руководством докторов наук» федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. Работа поддержана также грантом РФФИ «Исследование динамического поведения коаксиальных токовых шунтов. Научный проект Карпенко Станислава Романовича из Украины, Государственное предприятие Укрметрестандарт, в Национальном исследовательском Томском политехническом университете, г. Томск» № 12-08-90915-мол_снг_нр.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Векслер М.С., Теплинский А.М. Шунты переменного тока. — Л.: Энергоатомиздат, 1987. — 120 с.
2. Muravyov S.V., Borikov V.N., Natalinova N.M. A computer system: measurement of welding surge currents // *Measurement and Control*. — 2009. — V. 42. — № 3. — P. 44–47.
3. Глебович Г.В., Андриянов В.А., Введенский Ю.В. и др. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов. — М.: Радио и связь, 1984. — 256 с.
4. Cherbaucich C., Crotti G., Kuljaca N., Novo M. Evaluation of the dynamic behaviour of heavy current shunts // *Metrology in the 3rd Millennium: Proc. XVII IMEKO World Congress*. — Dubrovnik, Croatia, 2003, 22–27 June. — P. 586–589.
5. Заревич А.И., Муравьев С.В., Бедарева Е.В., Величко О.Н. Цифровая обработка импульсных сигналов для определения частотных характеристик преобразователей тока // *Известия Томского политехнического университета*. — 2012. — Т. 320. — № 5. — С. 116–120.
6. Мэтьюз Д.Г., Финк К.Д. Численные методы. Использование MATLAB, 3-е изд.: Пер. с англ. Л.Ф. Козаченко. — М.: Издательский дом «Вильямс», 2001. — 720 с.
7. Бендат Дж.С., Пирсол А.Дж. Применения корреляционного и спектрального анализа. — М.: Мир, 1983. — 312 с.
8. Cordingley B., Chamund D.J. Some observations on the performance of modern wideband current transformers in pulse current measurement applications // *Proc. of 5th Modulator-Klystron Workshop for Future Linear Colliders CERN*. — Geneva, Switzerland, 2001, 26–27 April. 2001. URL: <http://mdk2001.web.cern.ch/mdk2001/Proceedings/SessionPoster/sessionpos.pdf> (дата обращения: 19.04.2012).

Поступила 12.09.2012 г.

УДК 621.317.727.1

МИНИМИЗАЦИЯ ЕМКОСТИ ДЕКАДЫ ИНДУКТИВНОГО ДЕЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

А.И. Заревич, С.В. Муравьев

Томский политехнический университет
E-mail: antonzarevich@ngs.ru

Описаны способы снижения емкостной компоненты погрешности коэффициента деления индуктивного делителя напряжения, основанные на оптимизации конфигурации обмоток. С учётом физических свойств и размеров магнитопровода, а также требований к входному сигналу определено минимальное количество витков обмотки декады.

Ключевые слова:

Индуктивный делитель напряжения, межобмоточная емкость, погрешность измерения.

Key words:

Inductive voltage divider, interwinding capacitances, measurement errors.

Введение

Индуктивные делители напряжения (ИДН) предназначены для выполнения прецизионных масштабных линейных преобразований электрических сигналов. Они находят широкое применение во многих областях науки и техники [1]. Расширение частотного и динамического диапазонов является одной из наиболее важных задач, стоящих перед разработчиками ИДН и осложняется снижением точности коэффициента деления за счет различного рода погрешностей [2]. Существенный вклад в погрешность коэффициента деления вносят паразитные емкости. Они формируются, в первую очередь, из межвитковых емкостей обмоток, а также из емкостей между проводами обмоток, сердечниками и экранами.

Известно, для расширения динамического диапазона в низкочастотной области необходимо наращивание числа витков обмоток декад. Это обуславливает рост индуктивной составляющей входного импеданса и предотвращает насыщение материала сердечников. В то же время, увеличение разрядности ИДН реализуется за счет увеличения числа декад. Перечисленные факторы приводят к неизбежному технологическому возрастанию пара-

зитных емкостей, которые, в свою очередь, вносят существенный вклад в погрешность коэффициента передачи ИДН. Уменьшение данного вида погрешностей может быть достигнуто различными конструктивными путями, направленными на общее снижение емкости отдельно взятой декады делителя, что и является темой настоящей статьи.

Свойства магнитопроводов

Исследования авторов направлены на создание индуктивного делителя напряжения с расширенным динамическим и частотным диапазонами. Нижняя граница частотного диапазона разрабатываемого делителя не должна превышать 20 Гц, а действующее значение гармонического напряжения — 10 В.

Для обеспечения поставленных требований, в качестве материала для сердечников декад был выбран пермаллой ГМ-501 (ГАММАМЕТ® 501) [3]. Данный вид пермаллоя отличается высокой магнитной проницаемостью и малыми потерями на перемагничивание в широком диапазоне частот.

Использованные в исследовании сердечники изготовлены из ленты толщиной 25 мкм, и имели следующие размеры: внешний диаметр — 80 мм, внутренний диаметр — 50 мм и высота — 40 мм.

Для определения частотного диапазона, в рамках которого делитель, построенный на указанных сердечниках, сможет обеспечить необходимую точность деления, была определена магнитная проницаемость сердечника. Типичные результаты этих измерений приведены на рис. 1. Эти данные получены путем усреднения результатов двух экспериментов. В первом фиксировалось значение напряженности магнитного поля на уровне $H=0,1$ А/м, а во втором фиксировалось значение индукции магнитного поля на уровне $B = 0,01$ Тл.

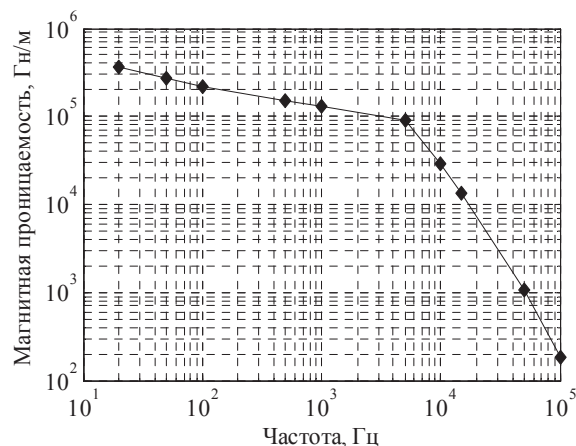


Рис. 1. Частотная зависимость магнитной проницаемости сердечника

Заметно, что начиная с частоты 5 кГц, происходит существенное снижение магнитной проницаемости магнитопровода. Наблюдаемая дисперсия обусловлена аморфной структурой магнитно-мягкого материала, приводящей к росту потерь на перемагничивание с ростом частоты [4]. Это на практике приведет к существенному снижению индуктивной составляющей импеданса декады сердечника. Что на фоне возрастания емкостной составляющей импеданса ограничит частотный диапазон ИДН.

Полученные данные позволили оценить минимальное количество витков декады, при которой сердечник не будет насыщен при подаче на вход гармонического сигнала, заданного уровня 10 В действующего значения.

Результаты определения минимального количества витков приведены на рис. 2.

Как видно из графика, количество витков в обмотке первой декады должно быть не менее 1000. Необходимость такого увеличения числа витков обусловлена малым индуктивным импедансом катушки в области низких частот. Уменьшение числа витков приведет к значительному увеличению магнитного потока внутри сердечника и, следовательно, к насыщению и нелинейному изменению проводимости катушки. Также на графиках можно отметить участок в области частот от 5 кГц и выше, где также возрастает минимальное необходимое количество витков. Наличие этого участка обусловлено дисперсией магнитной проницаемости сердечника и её резким уменьшением, что и видно на рис. 1.

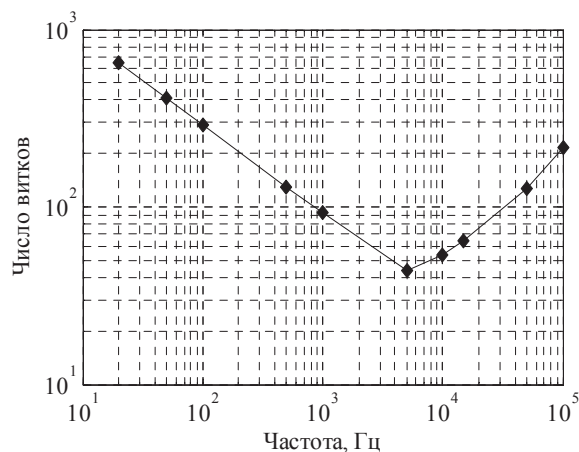


Рис. 2. Частотная зависимость минимального числа витков в обмотке

Емкость обмоток

Емкость обмотки может быть уменьшена двумя путями — за счет подбора проводов и за счет оптимизации намотки [5]. Известно, что емкость двух расположенных рядом проводников прямо пропорциональна площади их поверхности и диэлектрической проницаемости вещества между проводниками и обратно пропорциональна расстоянию между ними. Отсюда следует, что для уменьшения емкости обмотку необходимо выполнять проводом минимального диаметра с максимальным расстоянием между витками. Однако указанное замечание вступает в противоречие с известными принципами построения ИДН, согласно которым для обеспечения сильной индуктивной связи обмотку необходимо выполнять плотно скрученным жгутом. Провода в таком жгуте расположены максимально близко друг к другу. Именно такая обмотка, несмотря на значительную емкость, за счет тесной индуктивной связи обеспечивает наибольшую точность деления. Тем не менее, существует возможность уменьшить паразитную емкость за счет подбора необходимых проводов и оптимизации скрутки жгута.

Для определения оптимального шага скрутки жгута были изготовлены жгуты, скрученные из двух проводов. Рассмотрены варианты с использованием проводов разного диаметра с двойной эмалевой изоляцией и проводов с изоляцией из шелка. Для определения емкостей обмоток использовался автоматизированный модульный комплекс National Instruments PXI 1031. Результаты измерений погонной емкости жгутов приведены в таблице.

Таблица. Погонные емкости жгутов

Марка провода	Изоляция провода	Диаметр, мм	Число скруток на метр	Погонная емкость, пФ/м
ПЭТВ-2	Двойная эмалевая	0,316	15	90
			30	106
ПЭТВ-2	Двойная эмалевая	0,21	15	50
			30	64
ПЭЛШО	Шелк	0,19	15	60
			30	69

Как видим, наименьшей емкостью обладает жгут, скрученный из проводов с двойной эмалевой изоляцией, диаметром 0,21 мм с минимальным числом скруток на метр. Однако более практичным является использование провода из шелка, поскольку он, при малом диаметре, существенно повышает надежность делителя и электрическую прочность обмоток. Следует заметить, что полученный результат ещё не означает, что использование такого жгута существенно повысит точность коэффициента деления, поскольку шелковая изоляция несколько увеличивает расстояния и уменьшает индуктивную связь между проводами в жгуте.

Дальнейшим путем уменьшения емкости является оптимизация способа намотки. Многочисленные исследования показали, что паразитная емкость катушки существенным образом определяется взаимным расположением её проводов.

Уменьшение емкости может быть достигнуто только за счет увеличения расстояния между проводами при желательном сохранении неизменными габаритов катушки, что реализуется за счет использования секционирования. При таком способе катушка разделяется на несколько секций соединенных последовательно. Результирующая емкость при этом оказывается меньше минимальной емкости отдельной секции. К намотке отдельной секции в данном случае требования минимальны.

При создании ИДН используются всевозможные способы намоток [6]. При расширении частотного диапазона и увеличении числа витков используется секционирование намотки. Обычно используют не более 4–5 секций. Однако в узком частотном диапазоне и при числе витков порядка 1000 может быть использовано до 10 секций.

С целью определения оптимального способа намотки исследованы различные варианты намоток декад делителя. Для исследования была использована обмотка, состоявшая из 100 витков, намотанных жгутом из 10 проводов. Суммарное количество витков в обмотке составляло 1000, что соответствует минимальному значению для нижней границы частотного диапазона – 20 Гц. Намотка выполнялась проводом диаметром 0,21 мм, шаг скрутки жгута – 25 витков на метр, длина жгута составляла 15 м. В результате получены следующие значения ёмкостей катушек: намотка секционная внавал – 1900 ± 40 пФ, намотка секционная универсаль – 1620 ± 35 пФ, намотка волновая – 1730 ± 40 пФ.

Как и следовало ожидать, секционирование обмотки привело к значительному снижению паразитной емкости. Дальнейшее улучшение качества намотки, за счет использования намотки типа универсаль внутри секций, ещё более снизило паразитную емкость. Использование волновой намотки не привело к заметному изменению результирующей емкости обмотки по сравнению с предыдущим случаем. Некоторое возрастание паразитной емкости может быть связано с большей длиной жгута.

Таким образом, можно сделать вывод о целесообразности применения для изготовления декад ИДН намотки волнового типа. Намотка типа секционная универсаль за счет минимальной ёмкости может быть использована для изготовления первой ступени первой и второй декад ИДН. Неравномерность взаимных ёмкостей между выводами декады может быть снижена за счет обмоток первой и второй декад, которые будут расположены во внешнем слое и выполнены по волновому типу.

Относительная погрешность коэффициента деления

Иллюстрацией практического применения сделанных выводов служат измерения относительной погрешности коэффициента деления двух декад ИДН, изготовленных в соответствии с выбранными способами.

Намотки обеих декад выполнены жгутом, скрученным из десяти проводов диаметром 0,19 мм с шагом скрутки порядка 20 витков/м. На тороидальные магнитопроводы намотано 100 витков жгута, то есть суммарное количество витков обмотки составляло 1000.

Декада с намоткой типа секционная универсаль (рис. 3) состояла из десяти секций. Каждая секция включала 9 витков, выполненных намоткой универсаль, десятый виток соединял секции друг с другом.



Рис. 3. Декада с намоткой типа секционная универсаль

На вход исследуемой декады подавался сигнал с генератора-калибратора Fluke 5520A. С помощью прецизионного мультиметра Agilent 3458 измерялись напряжения на выводах декады, затем по полученным данным рассчитывались относительные погрешности коэффициента деления. Результаты этих экспериментов приведены на рис. 4. Полученные в данном опыте результаты сравнивались с таковыми, полученными при использовании эталонного масштабного преобразователя ДИ-3.

Из представленных графиков видно, что в диапазоне частот 0,02...10 кГц применение намоток типа секционная универсаль и волнового типа позволяет снизить максимальную погрешность коэффициента деления относительно образца. Также можно заметить, что благодаря указанным способам намотки поведение погрешности в частотном диапазоне существенно равномернее.

Ограничение частотного диапазона, по сравнению с таковым у эталона связано, на наш взгляд, с существенно большими емкостями обмоток. В то же время, большее число витков позволяет уме-

нысить погрешность вблизи нижней границы частотного диапазона. Также, увеличение длины проводов обмотки увеличивает индуктивности рассеяния, что также проявляется на высоких частотах.

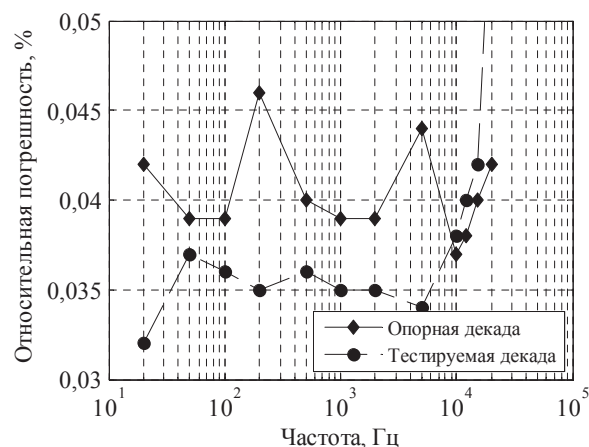


Рис. 4. Частотная зависимость относительной погрешности деления ИДН

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ройтман М.С., Ким В.Л., Калиниченко Н.П. Кодоуправляемые прецизионные делители напряжения // Измерения, контроль, автоматизация. — 1986. — Вып. 1 (57). — С. 3–17.
2. Ким В.Л. Методы и средства повышения точности индуктивных делителей напряжения. — Томск: Изд-во ТПУ, 2009. — 214 с.
3. Магнитные свойства кольцевых магнитопроводов из аморфных и нанокристаллических сплавов в защитных контейнерах GAMMAMET® 501. URL: <http://gamma-met.ru/ru/gm501.htm> (дата обращения: 18.09.2012).

Выводы

Исследовано влияние различных способов намотки декад индуктивного делителя напряжения на относительную погрешность коэффициента передачи.

С учётом свойств магнитопровода и требований к входному сигналу определено минимальное количество витков обмотки декады.

Показано, что использование дополнительного секционирования обмотки позволяет уменьшить на 15 % неравномерность коэффициента передачи для средних отводов декады в диапазоне частот 0,02...10 кГц и снизить погрешность деления в 2 и более раз по сравнению с традиционными способами намотки.

Работа проведена в соответствии с грантом № НК-566П/13 по направлению «Создание электронной компонентной базы» в рамках мероприятия 1.2.1 «Проведение научных исследований научными группами под руководством докторов наук» федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.

4. Боровик Е.С., Еременко В.В., Миллер А.С. Лекции по магнетизму. 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Физматлит, 2005. — 512 с.
5. Skubis T. Optimal Multifilar Winding Connection for Inductive Voltage Dividers // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. — 1998. — V. 47. — Iss. 1. — P. 204–208.
6. Гриневич Ф.Б., Грохольский А.Л., Соболевский К.М., Цапенко М.П. Трансформаторные измерительные мосты / под ред. К.Б. Карандеева. — М.: Энергия, 1970. — 280 с.

Поступила 18.09.2012 г.

УДК 62-83: 681.513.3

СИНТЕЗ ДВУХЧАСТОТНОГО ТОКА ИНДУКТОРА НА ОСНОВЕ СУММИРОВАНИЯ ВЫХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДВУХ РАЗНОЧАСТОТНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

С.К. Земан, Ю.М. Казанцев*, А.В. Осипов, А.В. Юшков

НИИ автоматики и электромеханики при Томском университете систем управления и радиоэлектроники

*Томский политехнический университет

E-mail: ossan@mail.ru

Исследованы вопросы построения силовой части резонансного преобразователя, формирующего двухчастотный ток индуктора путем суммирования выходных токов или напряжений разночастотных инверторов. Рассмотрены варианты реализации двухчастотных резонансных преобразователей, показано, что с энергетической точки зрения рациональным является суммирование параметров инвертора тока и инвертора напряжения. Предложен преобразователь, блокирующий высокочастотную составляющую в низкочастотном инверторе путем включения «фильтра-пробки». Определены энергетические характеристики представленных преобразователей, даны рекомендации по расчету элементов резонансного контура.

Ключевые слова:

Двухчастотный индукционный нагрев, двухчастотный резонансный контур, гармоники тока.

Key words:

Dual-frequency induction heating, dual-frequency resonant circuit, current harmonic.

Введение

Двухчастотные преобразователи частоты (ПЧ) активно применяются в индукционном нагреве, в частности в таких технологических процессах как термообработка деталей со сложной формой, например, поверхностная закалка, требующая равномерного нагрева детали по сечению. Другой областью применения двухчастотного нагрева является индукционная плавка металлов, при этом важным фактором является перемешивание расплава за счет воздействия низкочастотного электромагнитного поля, что способствует получению однородных химических свойств. Интенсивность перемешивания определяется частотой тока индуктора, причем оптимальное для перемешивания значение частоты существенно меньше значения требуемого для эффективного нагрева. Поэтому применение двухчастотного нагрева обеспечивает как эффективный нагрев, так и интенсивное перемешивание металла.

Двухчастотный ПЧ на основе одного инвертора и двухчастотного резонансного контура имеет невысокие энергетические показатели, что делает реализацию таких систем нецелесообразной [1, 2]. В связи с этим, для синтеза двухчастотного тока индуктора применяются суммирующие ПЧ, построенные по принципу сложения выходных параметров двух автономных инверторов, работающих на разных частотах [3]. В состав таких преобразователей входит частотный фильтр, блокирующий протекание тока соседнего инвертора, при этом достичь полного блокирования можно только при фильтрах с большой постоянной времени и соответственно большой габаритной мощностью. Целью настоящей работы является проведение исследований, направленных на совершенствование суммирующих двухчастотных ПЧ и улучшение их энергетических показателей.

1. Схемы суммирования параметров двух преобразователей частоты

Двухчастотные ПЧ, построенные на принципе сложения выходных параметров инверторов, подразделяются на системы со сложением напряжений при последовательном включении инверторов и сложением токов при параллельном подключении инверторов к индуктору [3]. Для компенсации реактивной составляющей сопротивления индуктора на обеих синтезируемых частотах в данных схемах используется двухчастотный резонансный контур. Схемы сложения выходных токов ПЧ состоят из высокочастотного (ВЧ ИН) и низкочастотного инвертора напряжения (НЧ ИН), рис. 1, а, роль НЧ ИН может выполнять низкочастотный инвертор тока (НЧ ИТ), рис. 1, б.

В схемах сложения токов дроссель $L_{нч}$ выполняет роль частотного фильтра и блокирует протекание высокочастотного тока через конденсатор $C_{нч}$. Конденсатор $C_{вч}$ кроме компенсации реактивной мощности индуктора на высокой частоте блокирует протекание низкочастотного тока в цепи ВЧ инвертора. Схемы сложения выходных напряжений ПЧ состоят из низкочастотного инвертора тока (НЧ ИТ) и высокочастотного инвертора напряжения (ВЧ ИН) (рис. 2, а), роль ВЧ ИН может выполнять высокочастотный инвертор тока (ВЧ ИТ) (рис. 2, б).

В схемах сложения напряжений дроссель $L_{нч}$ обеспечивает протекание низкочастотного тока путем шунтирования конденсатора $C_{вч}$, имеющего на этой частоте существенно большее реактивное сопротивление. Конденсатор $C_{нч}$ кроме компенсации реактивного тока индуктора на низкой частоте шунтирует НЧ инвертор на высокой частоте.

Принцип работы обоих классов схем во многом схож, поэтому подробный анализ проведем на примере схем суммирования токов. В этих схемах низкочастотная составляющая в ВЧ ИН фактически

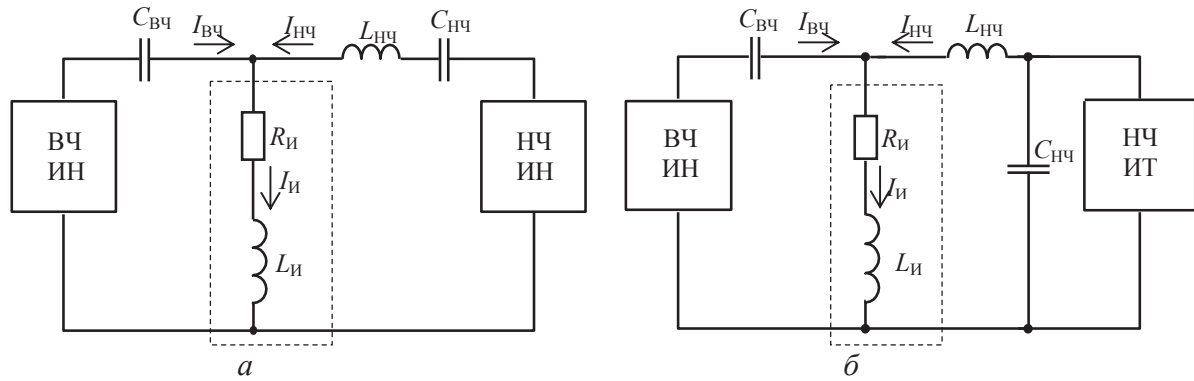


Рис. 1. Схемы двухчастотного ПЧ с суммированием токов в общем узле

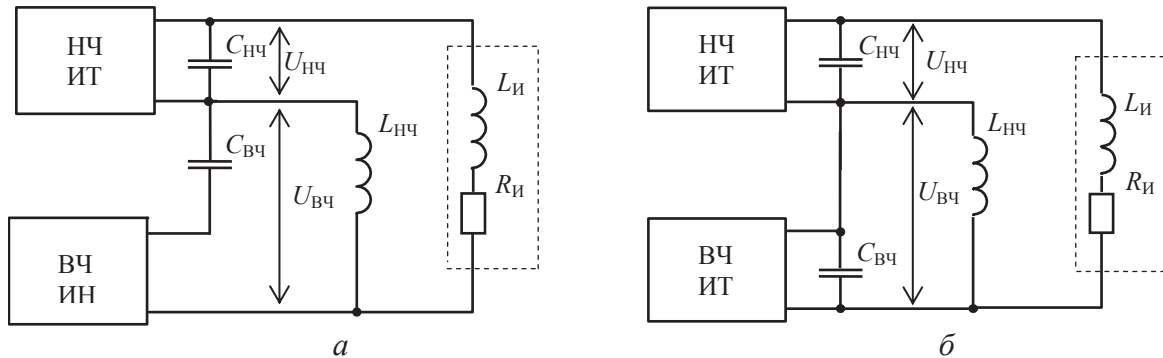


Рис. 2. Схемы двухчастотного ПЧ с суммированием напряжений в общем контуре

отсутствует, так как на низкой частоте конденсатор $C_{ВЧ}$ имеет большое значение сопротивления, поэтому практически весь низкочастотный ток протекает через индуктор $L_{И}$. Соответственно энергетические характеристики ВЧ ИН равны характеристикам классического резонансного инвертора. Выходные параметры НЧ инвертора содержат существенную высокочастотную составляющую, определяемую значением $L_{НЧ}^*$ и оказывающую влияние на энергетические показатели НЧ ИН, что подтверждается результатами моделирования, представленными на рис. 3 при синтезе токов равных амплитуд $\sigma I_{И}=1$ с соотношением с частот $\Omega=100$.

Видно, что с ростом индуктивности дросселя $L_{НЧ}$ увеличивается блокирующее реактивное сопротивление $\omega L_{НЧ}$ и высокочастотный ток ВЧ ИН все больше перераспределяется в индуктор $L_{И}$. Результаты моделирования схемы суммирования токов при использовании разнотипных инверторов, т. е. при применении в качестве НЧ инвертора ИТ, имеют существенные отличия и представлены на рис. 4 при аналогичных условиях.

Видно, что высокочастотная составляющая напряжения в НЧ ИТ практически отсутствует при любых значениях индуктивности дросселя по отношению к индуктивности индуктора $L_{НЧ}^*$. Это объясняет

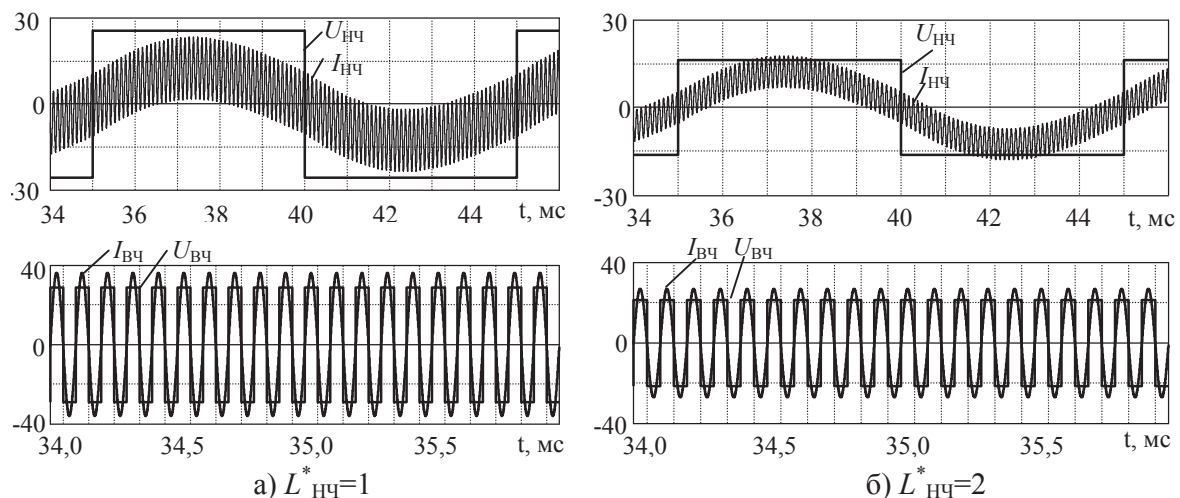


Рис. 3. Выходные параметры ВЧ ИН и НЧ ИН по схеме суммирования токов при $\sigma I_{И}=1$

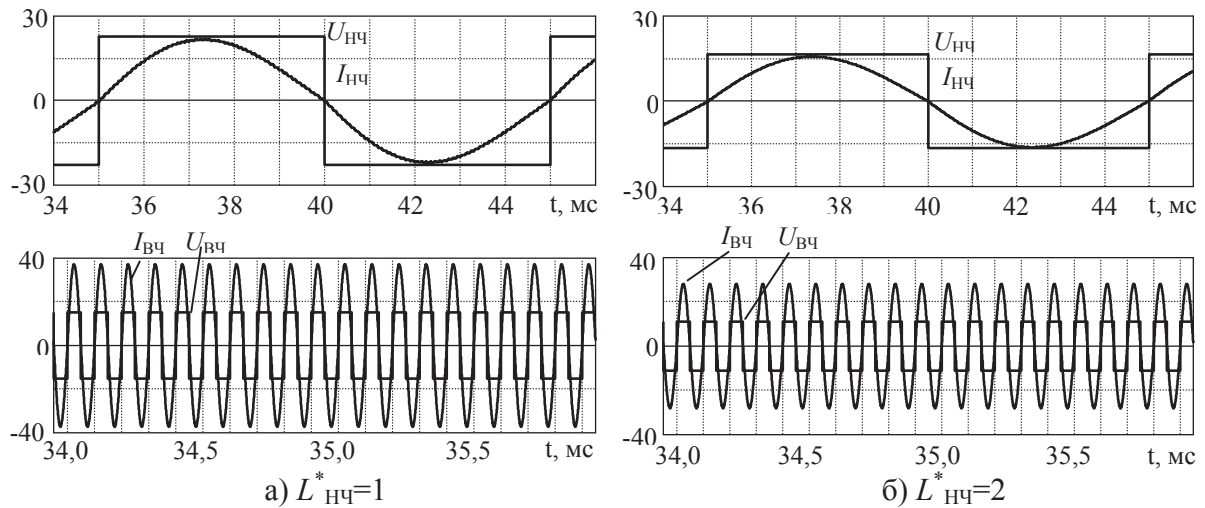


Рис. 4. Выходные параметры ВЧ ИН и НЧ ИТ по схеме суммирования токов при $\sigma_{\text{ин}}=1$

ся тем, что при использовании НЧ ИН искажается ток конденсатора I_{CH} , а при использовании НЧ ИТ его напряжение U_{CH} . Улучшение формы напряжения НЧ ИТ по сравнению с формой тока НЧ ИН связано с частотными свойствами конденсатора $C_{\text{нч}}$, у которого отношение частотных составляющих по напряжению в Ω раз меньше чем по току

$$\sigma U_{\text{CH}} = \sigma I_{\text{CH}} \cdot \frac{1}{\Omega},$$

поэтому при $\Omega=100$ U_{CH} фактически отсутствует (рис. 4).

Для определения энергетических характеристик схем суммирования проведена оценка габаритной мощности транзисторов НЧ инвертора и его коэффициента мощности. Получены соотношения для габаритной мощности НЧ ИН по отношению к активной мощности инвертора $P_{\text{н}}$

$$P_{\text{Г-ИТ-ИН}}^* = \frac{P_{\text{Г-ИТ-ИН}}}{P_{\text{н}}} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{I_{\text{max-VCH}}}{I_{\text{max-HCH}}} + 1 \right) = \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{\sigma I_{\text{н}} L_{\text{HCH}}^*} + 1 \right)$$

и коэффициента мощности $K_{\text{м}}$ НЧ ИН

$$K_{\text{м-ИН}} = \frac{P_{\text{ИН}}}{S_{\text{ИН}}} = \frac{\frac{4}{\pi \sqrt{2}} E I_{\text{HCH}}}{E \sqrt{I_{\text{VCH}}^2 + I_{\text{HCH}}^2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\sigma I_{\text{н}} L_{\text{HCH}}^*}{\sqrt{1 + (\sigma I_{\text{н}} L_{\text{HCH}}^*)^2}},$$

и выражения $P_{\text{Г-ИТ}}^*$ и $K_{\text{м}}$ для схемы с НЧ ИТ

$$P_{\text{Г-ИТ-ИТ}}^* = \frac{P_{\text{Г-ИТ-ИТ}}}{P_{\text{н}}} = \frac{I(U_{\text{max-VCH}} + U_{\text{max-HCH}})}{IU_{\text{CP-HCH}}} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{\sigma I_{\text{н}} L_{\text{HCH}}^* \Omega} + 1 \right),$$

$$K_{\text{м-ИТ}} = \frac{P_{\text{ИТ}}}{S_{\text{ИТ}}} = \frac{\frac{4}{\pi \sqrt{2}} U_{\text{HCH}} I}{I \sqrt{U_{\text{VCH}}^2 + U_{\text{HCH}}^2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\sigma I_{\text{н}} L_{\text{HCH}}^* \Omega}{\sqrt{1 + (\sigma I_{\text{н}} L_{\text{HCH}}^* \Omega)^2}}.$$

Соответствующие зависимости коэффициента мощности $K_{\text{м}}$ и габаритной мощности транзисторов низкочастотного инвертора $P_{\text{Г-ИТ}}^*$ от L_{HCH}^* показаны на рис. 5.

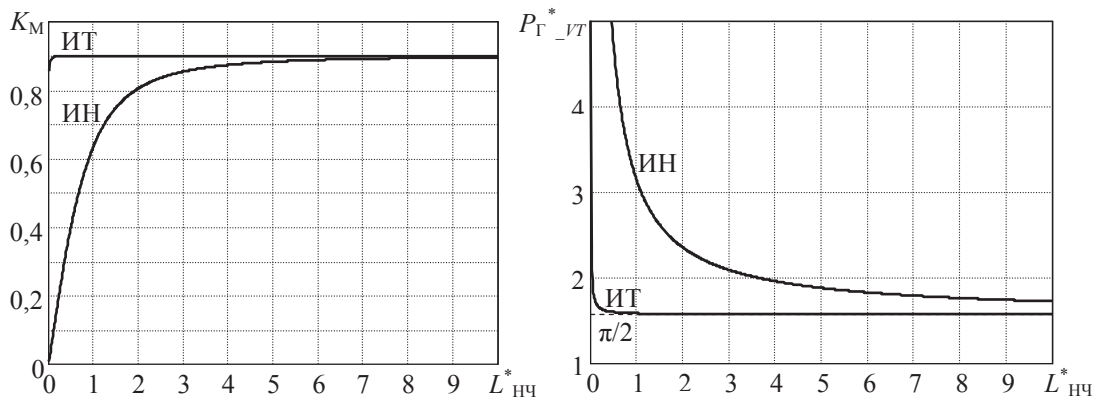


Рис. 5. Энергетические характеристики НЧ инвертора в схемах суммирования токов при $\Omega=100$, $\sigma_{\text{ин}}=1$

Анализ представленных характеристик позволяет сделать вывод, что при малых значениях $L_{\text{нч}}^*$ габаритная мощность НЧ ИТ существенно меньше, чем НЧ ИН, что является несомненным преимуществом схемы с разнотипными инверторами. При $L_{\text{нч}} \gg L_{\text{и}}$ проникновение высокочастотной составляющей в НЧ инвертор полностью исключается и характеристики ИН фактически не отличаются от ИТ. Однако увеличение дросселя $L_{\text{нч}}$ вызывает рост его собственных массогабаритных параметров и, соответственно, общей габаритной мощности преобразователя, поэтому при проектировании ПЧ с НЧ ИН требуется определение оптимального значения $L_{\text{нч}}$, обеспечивающего компромисс между его собственной мощностью $P_{\text{ЛНЧ}}$ и мощностью транзисторов $P_{\text{ГЛТ}}$ [4].

Результаты в целом говорят об эффективности применения схем суммирования с разнотипными инверторами, однако следует учитывать, что энергетические характеристики схем представлены для идеального источника тока, без учета входного дросселя НЧ ИТ, который обладает большой индуктивностью для сглаживания пульсаций выходного тока. Поэтому целесообразным представляется проведение исследований направленных на улучшение энергетических характеристик схемы суммирования двух ИН.

2. Двухчастотный преобразователь частоты с суммированием выходных токов и блокированием высокочастотной составляющей низкочастотного инвертора напряжения «фильтром-пробкой»

Для подавления высокочастотной составляющей в НЧ ИН при любом значении дросселя предложена схема ПЧ (рис. 6), в которой для компенсации высокочастотной энергии $L_{\text{нч}}$ включен дополнительный конденсатор $C_{\text{вч2}}$. В результате в цепи $C_{\text{нч}}$ образуется «фильтр-пробка», блокирующая протекание высокочастотного тока. Это позволяет фактически полностью исключить проникновение высокочастотной составляющей тока в НЧ ИН за счет настройки «фильтра-пробки» на высокую частоту, и соответственно существенно улучшить энергетические показатели НЧ ИН. Кроме того, для обеспечения плавного перезаряда резонансных конденсаторов и исключения связанных с этим бросков тока в инверторах в схему двухчастотного ПЧ с «фильтром-пробкой» включен дроссель $L_{\text{нч2}}$.

Для определения резонансных частот схемы произведен расчет реактивного импеданса контура. При пренебрежении активными потерями в контуре $Z(\omega)$ определяется выражением

$$Z(\omega) = \text{Im}(\omega) = j \left(\omega L_{\text{нч2}} - \frac{1}{\omega C_{\text{нч}}} \right) + j \frac{\omega L_{\text{и}}}{1 - \omega^2 L_{\text{и}} C_{\text{вч1}}} + j \frac{\omega L_{\text{нч1}}}{1 - \omega^2 L_{\text{нч}} C_{\text{вч2}}}.$$

Приравняв к нулю мнимую часть $\text{Im}(\omega)=0$ и учитывая, что $L_{\text{нч1}} C_{\text{вч2}} = L_{\text{и}} C_{\text{вч1}}$, получаем уравнение

$$(1 - \omega^2 L_{\text{нч1}} C_{\text{вч2}}) \times \left((\omega^2 L_{\text{нч2}} C_{\text{нч}} - 1)(1 - \omega^2 L_{\text{нч1}} C_{\text{вч2}}) + \right) = 0,$$

из которого определены следующие резонансные частоты ПЧ по рис. 6

$$\begin{cases} f_{\text{вч}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\text{и}} \cdot C_{\text{вч1}}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\text{нч1}} \cdot C_{\text{вч2}}}}; \\ f_{\text{нч}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_{\text{и}} + L_{\text{нч1}} + L_{\text{нч2}}) \cdot C_{\text{нч}}}}; \\ f_{\text{сom}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\text{нч2}} \cdot C_{\text{вч2}} \cdot L_{\text{нч1}}}}. \end{cases}$$

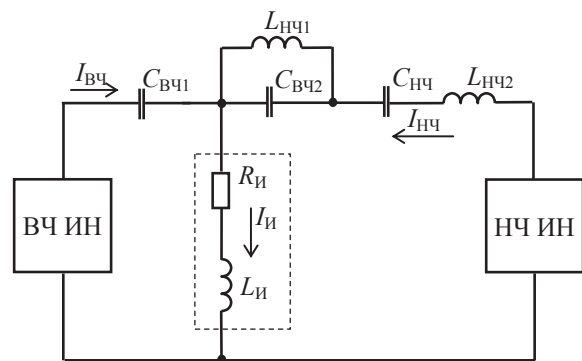


Рис. 6. Двухчастотный ПЧ с суммированием токов и блокированием высокочастотной составляющей «фильтром-пробкой»

Проведенный анализ показывает наличие третьей резонансной частоты преобразователя $f_{\text{сom}}$, не проходящей через индуктор и характеризующей частотную связь между ВЧ и НЧ инверторами, что обусловлено наличием в этой цепи дросселя $L_{\text{нч2}}$. Искажения токов инверторов можно оценить с помощью имитационного моделирования, проведенного в пакете OrCad9.2. Результаты моделирования схемы ПЧ (рис. 6) при индуктивности индуктора $L_{\text{и}}=15$ мкГн, $f_{\text{нч}}=100$ Гц, $f_{\text{вч}}=10$ кГц и при различных значениях частоты $f_{\text{сom}}$ представлены: $f_{\text{сom}}=30$ кГц при $L_{\text{нч2}}=3,75$ мкГн на рис. 7, а, $f_{\text{сom}}=40$ кГц при $L_{\text{нч2}}=2$ мкГн на рис. 7, б.

Результаты моделирования показывают фактически полное подавление высокочастотного тока в цепи НЧ ИН за счет работы «фильтра-пробки» в резонансном режиме, т. е. за счет равенства токов дросселя $L_{\text{нч1}}$ и конденсатора $C_{\text{вч2}}$ на высокой частоте. По результатам моделирования можно сделать вывод, что для исключения искажений тока представляется целесообразным настраивать $f_{\text{сom}}$ на четную гармонику, так как они отсутствуют в выходном напряжении инверторов. При этом рационально выбирать более высокочастотные четные гармоники, так как, например, при $f_{\text{сom}}=20$ кГц значение дросселя $L_{\text{нч2}}=10$ мкГн сопоставимо с индуктивностью индуктора ($L_{\text{и}}=15$ мкГн).

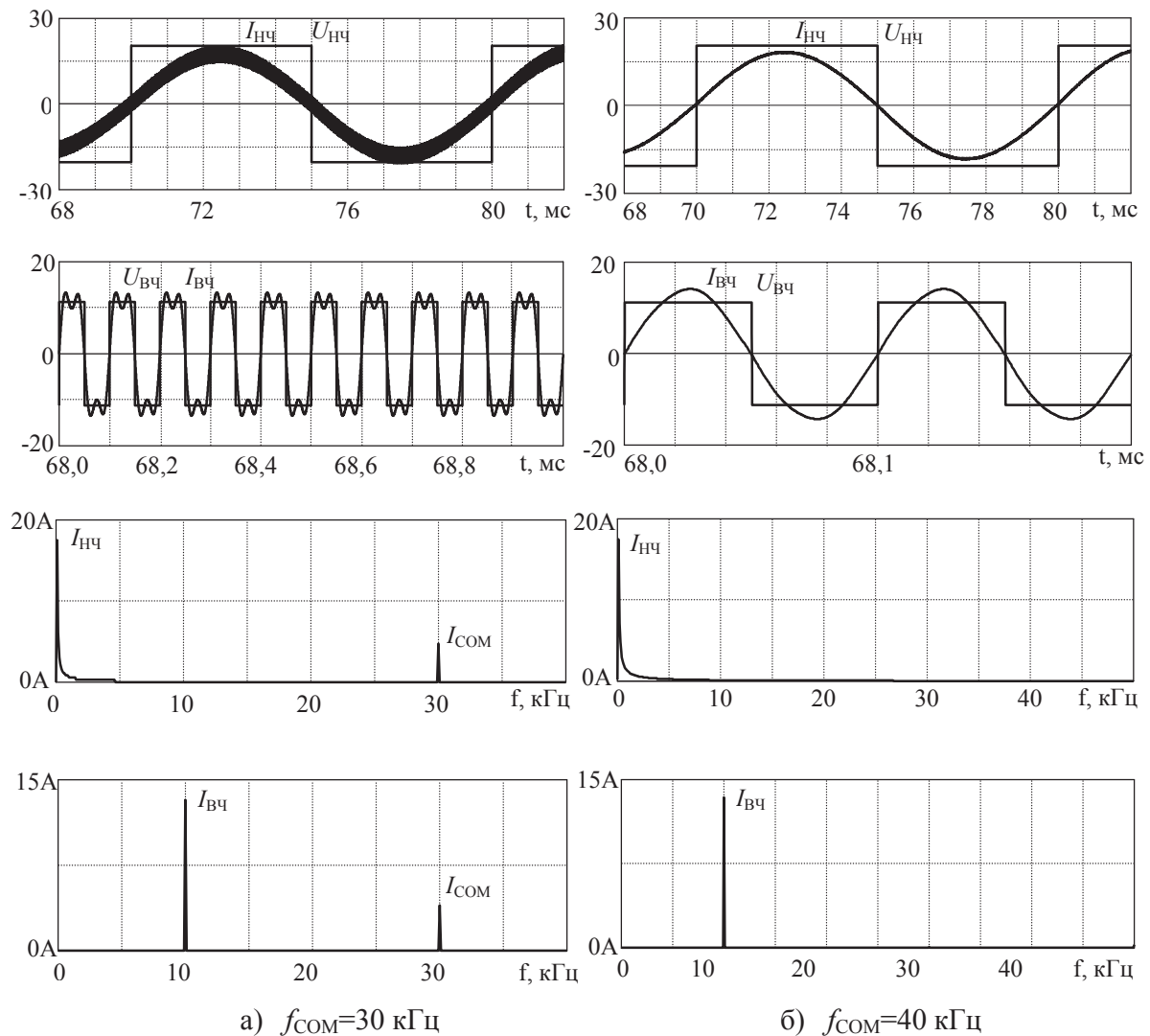


Рис. 7. Результаты моделирования двухчастотного ПЧ с «фильтром-пробкой» при частотах $f_{\text{HЧ}}=100 \text{ Гц}$, $f_{\text{ВЧ}}=10 \text{ кГц}$: а) $f_{\text{COM}}=30 \text{ кГц}$; б) $f_{\text{COM}}=40 \text{ кГц}$

Произвести расчет дросселя $L_{\text{HЧ1}}$ на заданную частоту f_{COM} можно по соотношению

$$f_{\text{COM}}^* = \frac{f_{\text{COM}}}{f_{\text{ВЧ}}} = \sqrt{\frac{L_{\text{HЧ2}} + L_{\text{И}}(L_{\text{HЧ1}}^* + 1)}{L_{\text{HЧ2}}}} = \sqrt{1 + \frac{L_{\text{И}}(L_{\text{HЧ1}}^* + 1)}{L_{\text{HЧ2}}}},$$

откуда $L_{\text{HЧ2}} = \frac{L_{\text{И}}(L_{\text{HЧ1}}^* + 1)}{f_{\text{COM}}^{*2} - 1}.$

Частота «фильтра-пробки» ввиду изменения параметров реактивных элементов контура может измениться, что приведет к частотной расстройке «фильтра-пробки» и появлению высокочастотного тока в НЧ инверторе.

Оценка влияния частотной расстройки «фильтра-пробки» на коэффициент мощности и габаритную мощность НЧ ИН проведена по полученным аналитическим выражениям:

$$P_{\Gamma-VT}^* = \frac{\pi}{2} \left(\frac{|1 - 1/\sigma\omega_{\text{fuse}}^2|}{\sigma I_{\text{И}} \cdot L_{\text{HЧ}}^*} + 1 \right),$$

$$K_{\text{М}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1 - 1/\sigma\omega_{\text{fuse}}^2}{\sigma I_{\text{И}} \cdot L_{\text{HЧ}}^*} \right)^2 + 1}},$$

где $\sigma\omega_{\text{fuse}} = \omega_{\text{fuse}}/\omega_{\text{ВЧ}}$ – относительная расстройка частоты «фильтра-пробки» относительно высокой резонансной частоты.

Графически зависимости $P_{\Gamma-VT}^*(\sigma\omega_{\text{fuse}})$ и $P_{\Gamma-VT}^*(\sigma\omega_{\text{fuse}})$ при $L_{\text{HЧ}}^*=1$ и $\sigma I_{\text{И}}=1$ представлены на рис. 8.

Видно, что изменение параметров элементов «фильтра-пробки» в пределах 10 % фактически не приводит к ухудшению энергетических характеристик.

Заключение

Включение в схему суммирования токов двух инверторов напряжения дополнительного кон-

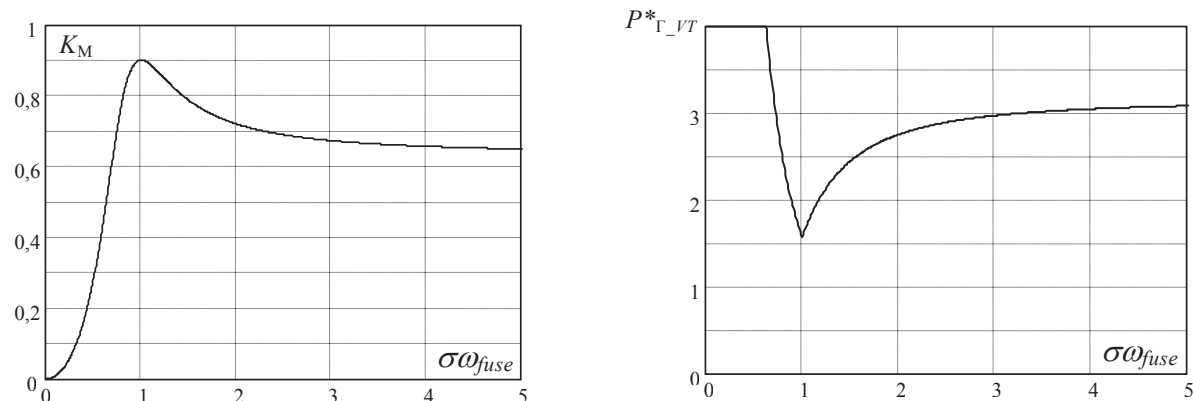


Рис. 8. Зависимость габаритной мощности транзисторов инвертора при изменении значений элементов «фильтра-пробки»

денсатора $C_{вч2}$ параллельно дросселю $L_{нч1}$ для компенсации высокочастотной составляющей его реактивной энергии позволяет полностью исключить протекание высокочастотной составляющей тока в НЧ инвертор и максимально улучшить его энергетические характеристики до значений классического резонансного инвертора ($K_M=0,9$, $P_{\Gamma-VT}^*=\pi/2$) при любом соотношении синтезируемых токов и индуктивностей $L_{нч}$. Ис-

кажения токов инверторов, вызванные появлением резонансной частоты f_{COM} , могут быть устранены за счет ее настройки на четную гармонику высокой частоты.

Таким образом, ПЧ с блокированием высокочастотной составляющей «фильтром-пробкой» обладает лучшими по сравнению с известными схемами суммирования выходных параметров инверторов энергетическими характеристиками.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Юшков А.В. Энергетически эффективные преобразователи частоты для двухчастотной индукционной плавки: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2012. – 19 с.
2. Земан С.К., Казанцев Ю.М., Осипов А.В., Юшков А.В. Формирование двухчастотных колебаний тока в системах индукционного нагрева // Известия Томского политехнического университета. – 2009. – Т. 315. – № 4. – С. 105–111.
3. Дзлиев С.В. Принципы построения систем питания установок индукционной закалки зубчатых колес при двухчастотном нагреве // АРІН 05: Материалы Междунар. конф. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2005. – С. 193–201.
4. Земан С.К., Осипов А.В., Юшков А.В. Оценка энергетических показателей реактивных элементов двухчастотного резонансного преобразователя частоты // Современные техника и технологии: Материалы XVI Междунар. научно-практ. конф. – Томск: Изд-во ТПУ, 2010. – Т. 1. – С. 291–293.

Поступила 31.08.2012 г.

УДК 621.314.5

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СХЕМЕ ОДНОТАКТНОГО ИНДУКТИВНО-КЛЮЧЕВОГО ФОРМИРОВАТЕЛЯ КВАЗИСИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

В.В. Гребенников, Е.В. Ярославцев

Томский политехнический университет

E-mail: grebennikovvv@tpu.ru

Проведен анализ индуктивно-ключевого формирователя однополярного квазисинусоидального тока, используемого в электрохимических технологиях. Получены аналитические выражения для определения временных параметров переходных процессов в схеме, которые позволяют предъявить требования к частотным свойствам и определить динамические потери ключа. Данные выражения являются основой для разработки инженерной методики проектирования формирователя квазисинусоидального тока.

Ключевые слова:

Источник питания, формирователь тока, квазисинусоидальный ток, электрохимические технологии.

Key words:

Power supply, current shaper, quasi-sinusoidal current, electrochemical technology.

Для интенсификации и управления электрохимическими процессами в ряде случаев целесообразно использовать источники питания на базе формирователя квазисинусоидального асимметричного тока. Устройство относится к сравнительно новому классу индуктивно-ключевых формирователей тока, предложенных в свое время профессором Б.А. Багинским [1]. Для инженерного расчета и проектирования формирователя необходимо получить аналитические выражения, которые позволят определить параметры элементов силовой части, а также предъявить требования к частотным свойствам и рассчитать динамические потери в ключах схемы, что имеет важное практическое значение.

Проведем анализ схемы при формировании одной полуволны тока. В этом случае формирователь можно представить в виде упрощенной схемы индуктивно-ключевого формирователя однополярного квазисинусоидального тока (рис. 1, а), принцип действия которого аналогичен используемому в активных корректорах коэффициента мощности [2]. Главное отличие заключается в том, что в корректорах квазисинусоидальный ток формируется во входной цепи выпрямителя, а в рассматриваемой далее схеме — в выходной цепи, нагрузке преобразователя постоянного напряжения, в однополярный ток заданной формы.

Способ формирования однополярного квазисинусоидального тока в нагрузке заключается в управлении величиной тока токоформирующего дросселя L , путем регулирования по заданному закону длительностей открытого и закрытого состояния ключа S и поясняется диаграммами токов и напряжений, приведенными на рис. 1, б. Для наглядности частота переключений ключа выбрана относительно невысокой. При описании принципа действия схемы и выводе расчетных соотношений воспользуемся общепринятыми допущениями: источник E является идеальным источником напряжения; вентиль VD и ключ S — идеальны; активные потери в элементах схемы отсутствуют; дроссель L

является линейным элементом; нагрузка R_n постоянна и носит чисто активный характер.

Введем обозначения:

- $i_{n\text{ уср}}(t) = i_L\text{ уср}(t) = I_m \sin \omega t$ — усредненное значение тока дросселя и нагрузки, в идеале представляющего собой заданную полуволну синусоиды с амплитудой I_m , угловой частотой ω и периодом T ;

$$\left. \begin{aligned} i_1(t) &= 0,5\Delta I_L + i_{n\text{ уср}}(t) = 0,5\Delta I_L + I_m \sin \omega t, \\ i_2(t) &= -0,5\Delta I_L + i_{n\text{ уср}}(t) = -0,5\Delta I_L + I_m \sin \omega t \end{aligned} \right\}; \quad (1)$$

- соответственно верхний и нижний пороговые уровни, ограничивающие пульсации тока дросселя относительно значения $i_{n\text{ уср}}(t)$; $\Delta I_L = i_1(t) - i_2(t)$ — заданный размах пульсаций тока дросселя;

$$K_{\text{пл}} = \Delta I_L / I_m; \quad (2)$$

- коэффициент пульсаций тока дросселя и нагрузки;

$$U^* = I_m \cdot R_n / E = U_{m\text{ н}} / E; \quad (3)$$

- нормированная амплитуда выходного напряжения; $U_{m\text{ н}}$ — усредненная амплитуда напряжения на нагрузке.

Пусть в момент времени $t=0$ ключ S замыкается, начиная первый цикл работы формирователя. Напряжение E через замкнутый ключ прикладывается одновременно к последовательно включенным L и R_n и обратному диоду VD , поддерживая последний в запертом состоянии. В этот момент ток дросселя $i_L(t)$, а, соответственно, и ток нагрузки равны нулю, следовательно, все напряжение источника E прикладывается к дросселю с положительной полярностью, указанной на рис. 1, а, без скобок. Ток $i_L(t)$ начинает возрастать, а дроссель — накапливать энергию. Индуктивность дросселя выбрана такой, чтобы скорость возрастания тока $i_L(t)$ превышала скорость роста $i_{n\text{ уср}}(t)$ с определенным запасом. Увеличение тока $i_L(t)$ происходит до верхнего порогового уровня $i_1(t)$, при достижении которого в момент времени t_1 ключ S размыкается. Ток дросселя, замыкаясь через нагрузку и от-

крывшийся обратный диод, начинает уменьшаться, при этом полярность напряжения на обмотке L меняется на противоположную, указанную на рис. 1, а, в скобках – токоформирующий дроссель отдает накопленную ранее энергию в нагрузку.

В момент времени t_2 , когда $i_L(t)$ достигает нижнего порогового уровня $i_2(t)$, ключ S вновь замыкается, начиная второй цикл работы формирователя. Ток дросселя снова начинает возрастать, и далее описанные процессы циклически повторяются.

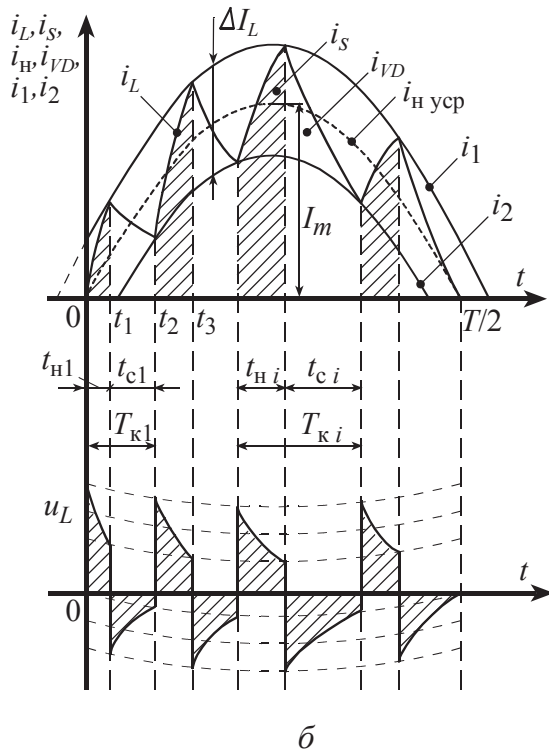
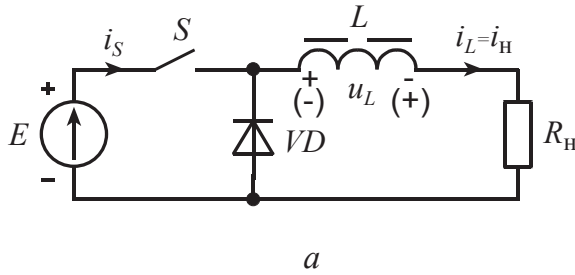


Рис. 1. Принципиальная схема индуктивно-ключевого формирователя однополярного тока (а) и диаграммы токов и напряжений (б)

В последнем цикле, когда требуемая полуволна выходной синусоиды уже сформирована, система управления на этапе спада тока (S выключен) фиксирует момент достижения током $i_L(t)$ нулевого значения, и после небольшой паузы выдает сигнал на начало формирования следующей полуволны. Таким образом, в результате большого числа циклов работы ключа в нагрузке формируется ток, усредненное (аппроксимированное) значение которого (на рис. 1, б, показано пунктирной линией) соответствует полуволне синусоидального сигнала.

Для получения основных расчетных соотношений проведем анализ переходных процессов в рассматриваемой схеме [3]. Предположим, что на временном интервале $T/2$ для формирования заданной полуволны тока требуется N циклов, каждый из которых состоит из двух переходных процессов: нарастания и спада тока дросселя, соответственно. Обозначим номер текущего цикла буквой i , причем $i=1...N$ – целое число. Присвоим параметрам тока, напряжения и времени индексы: буквенный индекс «н» или «с» – указывает на этап нарастания или спада $i_L(t)$, соответственно; числовой индекс соответствует номеру рассматриваемого цикла.

Рассмотрим переходные процессы, происходящие в первом цикле работы формирователя. Первый переходный процесс нарастания тока $i_L(t)$ начинается при $t=0$ в момент замыкания ключа S . Очевидно, что начальное значение тока дросселя при этом равно нулю: $i_{Ln1}(0)=0$. Известно, что в этом случае изменение тока дросселя будет происходить по закону [3]:

$$i_{Ln1}(t) = \frac{E}{R_n} (1 - e^{-t/\tau}), \quad (4)$$

где $\tau = L/R_n$ – постоянная времени цепи.

Согласно уравнению (1), верхнего порогового уровня $i_1(t)$ ток $i_{Ln1}(t)$ достигает за время нарастания t_{n1} :

$$i_1(t_{n1}) = 0,5\Delta I_L + I_m \sin \omega t_{n1}. \quad (5)$$

Очевидно, что значение $i_1(t_{n1})$ является независимым начальным условием для следующего переходного процесса. Для определения времени нарастания приравняем уравнения (4) и (5) при $t=t_{n1}$:

$$i_{Ln1}(t_{n1}) = i_1(t_{n1}); \Rightarrow \frac{E}{R_n} (1 - e^{-t_{n1}/\tau}) = 0,5\Delta I_L + I_m \sin \omega t_{n1}.$$

Приведем последнее выражение к безразмерному виду

$$(1 - e^{-t_{n1}/\tau}) = \frac{0,5\Delta I_L R_n}{E} + \frac{I_m R_n}{E} \sin \omega t_{n1}. \quad (6)$$

Тогда, из (6) с учетом обозначений (2) и (3) получаем:

$$e^{-t_{n1}/\tau} = 1 - 0,5U * K_{нн} - U * \sin \omega t_{n1}.$$

Полученное уравнение является трансцендентным, поэтому для определения времени нарастания t_{n1} необходимо использовать известные численные методы решения трансцендентных уравнений.

В момент времени $t_1=t_{n1}$ (рис. 1, б) ключ S размыкается, и в схеме начинается второй переходный процесс – этап спада тока дросселя на первом цикле. Переносим начало отсчета времени в точку $t_1=t_{n1}$, запишем закон изменения тока на текущем этапе [3]:

$$i_{Lc1}(t) = i_{Lc1}(0) e^{-t/\tau}. \quad (7)$$

Здесь $i_{Lc1}(0)$ – независимое начальное условие для рассматриваемого переходного процесса, определяемое, как уже отмечалось, из выражения (5):

$$I_{L_{ci}}(0) = i_1(t_{n1}) = 0,5\Delta I_L + I_m \sin \omega t_{n1}. \quad (8)$$

Ток дросселя, снижаясь, достигает нижнего порогового уровня

$$i_2(t_{n1} + t_{c1}) = -0,5\Delta I_L + I_m \sin \omega(t_{n1} + t_{c1}) \quad (9)$$

за время спада тока t_{c1} , при этом с учетом (5), (7)–(9) справедливо:

$$i_{L_{ci}}(t_{c1}) = i_2(t_{n1} + t_{c1}); \Rightarrow (0,5\Delta I_L + I_m \sin \omega t_{n1})e^{-t_{c1}/\tau} = -0,5\Delta I_L + I_m \sin \omega(t_{n1} + t_{c1}),$$

или в нормированном виде с учетом ранее принятых обозначений

$$(0,5K_{\text{пл}} + \sin \omega t_{n1})e^{-t_{c1}/\tau} = -0,5K_{\text{пл}} + \sin \omega(t_{n1} + t_{c1}).$$

Полученное уравнение позволяет, используя численные методы, определить длительность спада t_{c1} .

Найденные значения t_{n1} и t_{c1} дают возможность определить длительность цикла и локальную частоту работы ключа в первом цикле, соответственно:

$$T_{k1} = t_{n1} + t_{c1}, \quad f_{k1} = \frac{1}{T_{k1}} = \frac{1}{t_{n1} + t_{c1}}.$$

Переходные процессы, происходящие в последующих циклах работы формирователя ($i=2, \dots, N$), рассчитываются аналогично. Отличительной особенностью этапов нарастания $i_i(t)$ этих циклов является наличие ненулевых начальных условий для тока дросселя: исходное значение тока в i -м цикле является, очевидно, конечным значением тока в предыдущем $i-1$ цикле:

$$I_{L_{ni}}(0) = i_{L_{ci-1}}(t_{ci-1}).$$

Дальнейший анализ показал, что для i -го цикла справедливы следующие уравнения:

- закон изменения тока дросселя на этапе нарастания:

$$i_{L_{ni}}(t) = \frac{E}{R_n} + \left[I_{L_{ni}}(0) - \frac{E}{R_n} \right] e^{-t/\tau},$$

$$I_{L_{ni}}(0) = -\frac{\Delta I_L}{2} + I_m \sin \omega \left(\sum_{j=1}^{i-1} T_{kj} \right);$$

- закон изменения тока дросселя на этапе спада:

$$i_{L_{ci}}(t) = I_{L_{ci}}(0)e^{-t/\tau},$$

$$I_{L_{ci}}(0) = \frac{\Delta I_L}{2} + I_m \sin \omega \left[\left(\sum_{j=1}^{i-1} T_{kj} \right) + t_{ni} \right];$$

- трансцендентное уравнение для расчета времени нарастания тока t_{ni} :

$$1 + \left[-0,5U^* K_{\text{пл}} + U^* \sin 2\pi \left(\sum_{j=1}^{i-1} T_{kj}^* \right) - 1 \right] e^{-t_{ni}^* \delta} = 0,5U^* K_{\text{пл}} + U^* \sin 2\pi \left[\left(\sum_{j=1}^{i-1} T_{kj}^* \right) + t_{ni}^* \right], \quad (10)$$

где $\tau^* = \tau/T$ – относительная постоянная времени; $\delta = 1/\tau^* = T/\tau$ – коэффициент затухания переходного

процесса; $t_{ni}^* = t_{ni}/T$ – относительное время нарастания тока дросселя; $T_{ki}^* = 1/f_{ki}^* = T_{ki}/T = t_{ni}^* + t_{ci}^*$ – относительная длительность цикла; $t_{ci}^* = t_{ci}/T$ – относительное время спада тока дросселя; $f_{ki}^* = f_{ki}/f = 1/T_{ki}^*$ – относительная локальная частота переключения;

- трансцендентное уравнение для расчета времени спада тока t_{ci} :

$$\left\{ 0,5K_{\text{пл}} + \sin 2\pi \left[\left(\sum_{j=1}^{i-1} T_{kj}^* \right) + t_{ni}^* \right] \right\} e^{-t_{ci}^* \delta} = -0,5K_{\text{пл}} + \sin 2\pi \sum_{j=1}^i T_{kj}^*. \quad (11)$$

Уравнения (10) и (11) имеют большое практическое значение, поскольку позволяют определить временные параметры переходных процессов, что, в свою очередь, дает возможность предъявить требования к частотным свойствам и рассчитать динамические потери ключа. Из уравнений видно, что на длительность нарастания и спада тока дросселя сложным образом влияют одновременно несколько параметров: коэффициент пульсаций $K_{\text{пл}}$, нормированная амплитуда выходного напряжения U^* , коэффициент затухания переходного процесса δ и текущая фаза формируемой синусоиды $\omega t_i = 2\pi \sum_{j=1}^i T_{kj}^*$.

Выявить влияние отдельного параметра достаточно сложно, однако можно отметить некоторые тенденции из общефизических соображений:

- коэффициент пульсаций ($K_{\text{пл}}$)** определяет «ширину окна» (ΔI_L), в котором происходит изменение тока дросселя. Чем больше $K_{\text{пл}}$ (шире «окно»), тем больше длительность переходных процессов, при прочих равных условиях, и наоборот;
- величина рабочего напряжения, приложенного к дросселю (U)** оказывает влияние на длительность временного интервала, на котором происходит изменение его тока. Из математической модели для индуктивности [3] $u_L(t) = L di_L(t)/dt$ следует, что скорость изменения тока определяется отношением U/L , где L – индуктивность дросселя. Следовательно, при прочих равных условиях, чем больше величина рабочего напряжения, тем выше скорость изменения тока и меньше длительность временного интервала, за который ток меняется на определенную величину. С уменьшением U_L скорость изменения тока падает, и длительность временного интервала увеличивается;
- постоянная времени токоформирующей цепи (τ)** определяет длительность переходного процесса. Чем меньше постоянная времени, тем меньше длительность временного интервала (t_n и t_c), при прочих равных условиях, и наоборот;
- текущая фаза** синусоиды влияет на величину приращения тока дросселя. В течение этапов нарастания или спада тока дросселя происходит

одновременное изменение мгновенного значения усредненного тока нагрузки на величину $\Delta i_{н\text{ уср}}$ и тока дросселя i_L , при этом ток дросселя на каждом временном интервале получает приращение $\Delta i_L = \Delta I_L \pm \Delta i_{н\text{ уср}}$. Если ток дросселя и усредненный ток нагрузки одновременно нарастают или спадают, то Δi_L увеличивается. Уменьшение Δi_L происходит, если один из них нарастает, а другой спадает. При прочих равных условиях, увеличение Δi_L ведет к возрастанию длительности временного интервала, и наоборот. Величина приращения тока дросселя достаточно сильно зависит от текущей фазы формируемой синусоиды. В связи с этим величина приращения пропорциональна скорости изменения усредненного значения тока нагрузки;

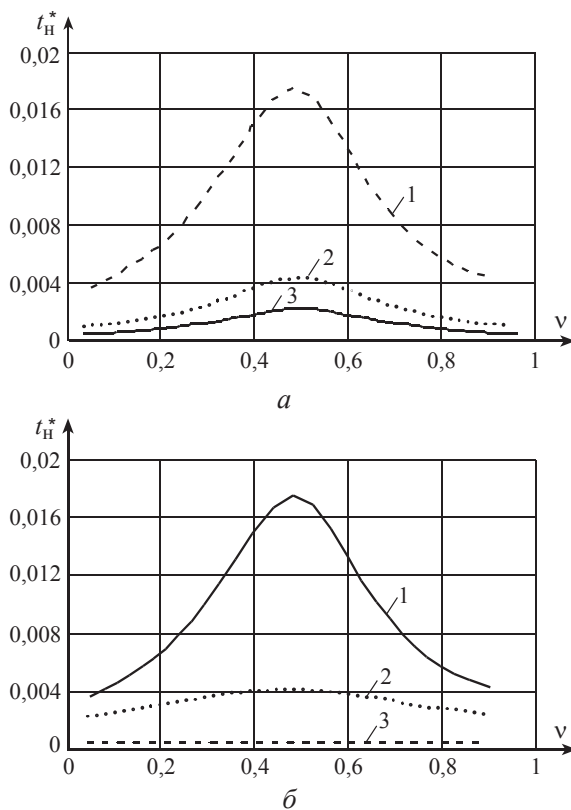


Рис. 2. Зависимости относительного времени нарастания тока дросселя от относительной текущей фазы при $K_{пл}=0,2$: а) $U^*=0,8$ и δ : 1) 50; 2) 200; 3) 400; б) $\delta=50$ и U^* : 1) 0,8; 2) 0,5; 3) 0,1

- **скорость изменения усредненного значения тока нагрузки** меняется по косинусоидальному закону, т. е. максимальна на краях полупериода и минимальна в центре полупериода формируемой синусоиды. Данный параметр усугубляет влияние текущей фазы формируемого тока на длительность временных интервалов.

С помощью математического пакета Mathcad получены численные решения трансцендентных уравнений (10), (11), и определено количество циклов переключения ключа на полупериоде формируемой синусоиды. Зависимости отдельных параметров (t_n^* , t_c^* , T_k^* , f_k^*) от относительной текущей

фазы $v = \omega t / \pi$ приведены на рис. 2–6. Ход представленных зависимостей обусловлен влиянием описанных выше параметров.

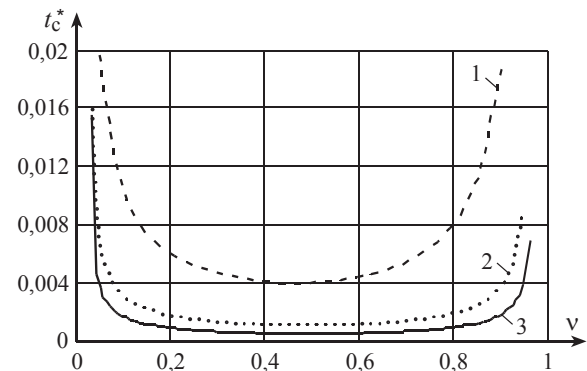


Рис. 3. Зависимости относительного времени спада тока дросселя от относительной текущей фазы при $K_{пл}=0,2$, $U^*=0,8$ и различных значениях δ : 1) 50; 2) 200; 3) 400

Зависимости $T_k^* = f(v)$ (при $K_{пл}=0,2$ и различных δ и U^*) изображены на рис. 4. Параметр T_k^* представляет собой сумму t_n^* и t_c^* , поэтому влияние значений δ и U^* на T_k^* объясняется их влиянием на t_n^* и t_c^* , описанным ранее. Видно, что в начале и в конце полупериода формируемого сигнала при любых δ и U^* относительная длительность цикла имеет максимальное значение, обусловленное большими значениями t_c^* по сравнению t_n^* .

Кривые, отражающие рассматриваемые зависимости при $U^*=0,8$, имеют три локальных экстремума: один максимум и два минимума. Локальный максимум $T_{k\text{ max}}^*$, наблюдаемый приблизительно в центре полупериода синусоиды, обусловлен значительным превышением t_n^* над t_c^* . Значение первого минимума $T_{k\text{ min1}}^*$, лежащего в первой половине полупериода, меньше значения второго — $T_{k\text{ min2}}^*$, лежащего во второй половине полупериода. Это объясняется асимметрией графиков зависимостей t_n^* и t_c^* относительно центра полупериода синусоиды. С увеличением δ (а, следовательно, уменьшением длительности рабочего цикла) различие между значениями минимумов уменьшается, т. е. уменьшается разница $\Delta T_{k\text{ min}}^* = T_{k\text{ min2}}^* - T_{k\text{ min1}}^*$ — рис. 4, а. Например, в рассматриваемом случае справедливо (рис. 4, а): при $\delta=50$, $\Delta T_{k\text{ min}}^* = 0,7 \cdot 10^{-3}$; при $\delta=200$, $\Delta T_{k\text{ min}}^* = 0,08 \cdot 10^{-3}$; при $\delta=400$, $\Delta T_{k\text{ min}}^* = 0,01 \cdot 10^{-3}$.

Анализ показал, превышение локального максимума $T_{k\text{ max}}^*$ над локальным минимумом $T_{k\text{ min2}}^*$ в данном случае не зависит от δ и составляет $T_{k\text{ max}}^* / T_{k\text{ min2}}^* \approx 1,61$ для любого значения коэффициента затухания.

По мере уменьшения U^* влияние t_n^* на T_k^* ослабевает за счет того, что значения t_n^* и t_c^* становятся соизмеримыми в центральной части полупериода (случай при $U^* = 0,5$), в результате чего величина T_k^* практически не меняется при изменении v — рис. 4, б. Дальнейшее снижение U^* приводит к тому, что t_n^* становится много меньше t_c^* . В этом случае справедливо: $T_k^* \approx t_c^*$, следовательно, при малых

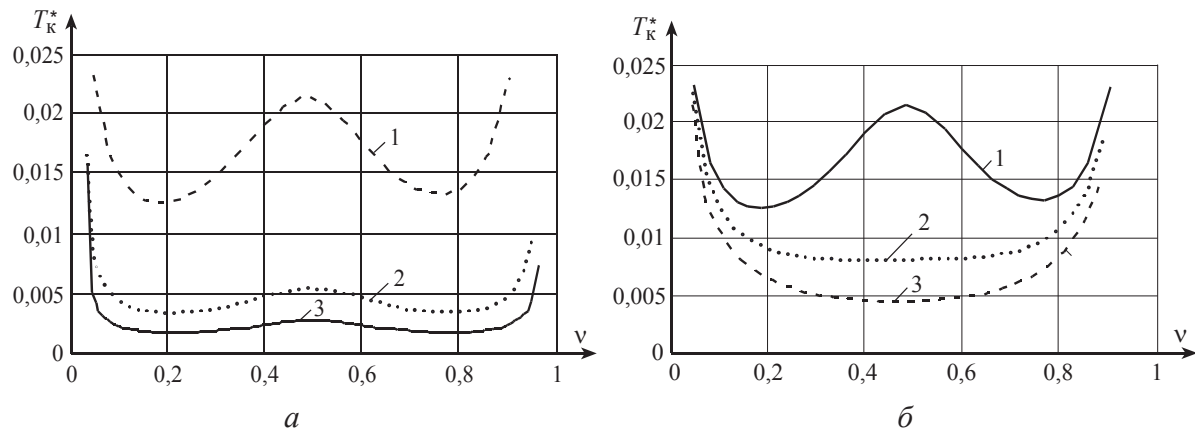


Рис. 4. Зависимости относительной длительности цикла переключения ключа от относительной текущей фазы при $K_{\text{пл}}=0,2$: а) $U^*=0,8$ и δ : 1) 50; 2) 200; 3) 400; б) $\delta=50$ и U^* : 1) 0,8; 2) 0,5; 3) 0,1

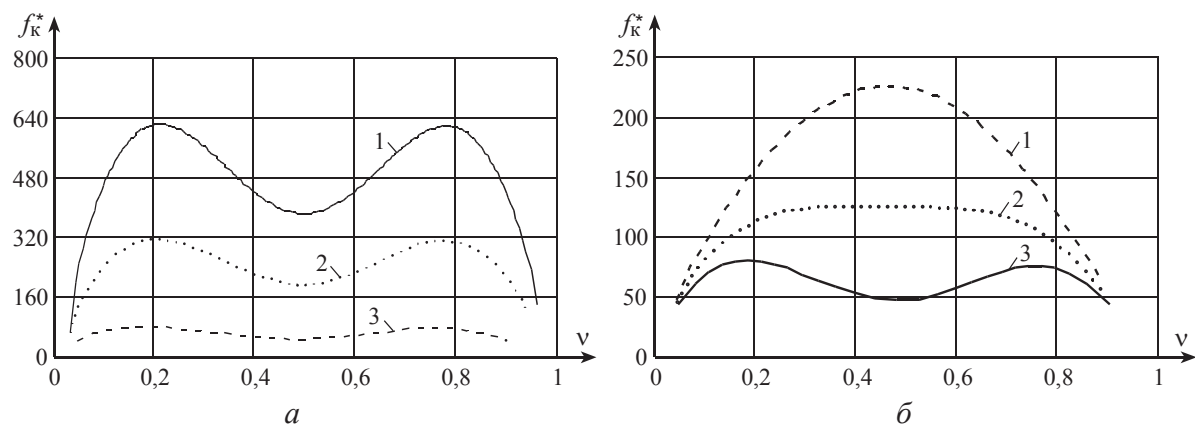


Рис. 5. Зависимости относительной локальной частоты переключения ключа от относительной текущей фазы при $K_{\text{пл}}=0,2$: а) $U^*=0,8$ и δ : 1) 400; 2) 200; 3) 50; б) $\delta=50$ и U^* : 1) 0,1; 2) 0,5; 3) 0,8

значениях U^* графики зависимости $T_k^*=f(v)$ практически совпадают с графиками $t_c^*=f(v)$ (случай: $U^*=0,1$).

Влияние значения δ на величину T_k^* объясняется влиянием этого параметра на t_n^* и t_c^* , рассмотренные ранее.

На рис. 5 приведены зависимости относительной локальной частоты переключения ключа f_k^*

от относительной текущей фазы при разных U^* и δ при постоянном $K_{\text{пл}}$. Поскольку частота обратно пропорциональна длительности цикла, ход представленных зависимостей легко объясняется с учетом рис. 4 и вышеизложенных комментариев относительно зависимостей $T_k^*=f(v)$.

На рис. 6 представлены графики зависимостей количества циклов работы ключа N от параметра δ

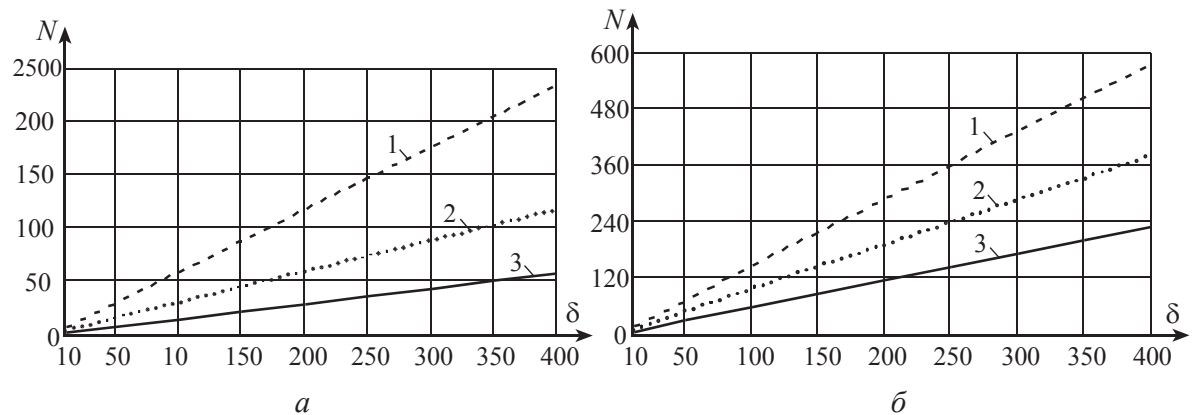


Рис. 6. Зависимости количества циклов переключения ключа от коэффициента затухания: а) $U^*=0,1$ и $K_{\text{пл}}$: 1) 0,05; 2) 0,1; 3) 0,2; б) $K_{\text{пл}}=0,2$ и U^* : 1) 0,1; 2) 0,5; 3) 0,8

при различных $K_{пл}$ и U^* . Видно, что с увеличением δ количество циклов возрастает практически по линейному закону. Это объясняется тем, что с ростом δ обратно пропорционально уменьшается τ^* , а, следовательно, и сама постоянная времени токоформирующей цепи. Это приводит к сокращению продолжительности переходных процессов, а, следовательно, и к уменьшению длительности цикла работы ключа. Наименьшая скорость изменения N с ростом δ наблюдается при максимальных $K_{пл}$ (величина U^* фиксирована) и максимальных значениях U^* ($K_{пл}$ фиксирован). С уменьшением как $K_{пл}$, так и U^* скорость изменения N возрастает. Это связано с тем, что с уменьшением $K_{пл}$ уменьшается размах пульсаций тока дросселя, а, следовательно, снижаются длительности этапов нарастания и спада тока i_L , и, соответственно, T_k^* . С уменьшением U^* увеличивается величина рабочего напряжения на обмотке дросселя, следовательно, возрастает скорость изменения тока i_L , что приводит к уменьшению t_n^* , а, соответственно, и T_k^* .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Багинский Б.А., Гребенников В.В., Нигоф Б.М. Огородников Д.Н., Ярославцев Е.В. Модуляционный формирователь квазисинусоидального асимметричного тока // Приборы и техника эксперимента. – 2001. – № 2. – С. 121–123.

Выводы

1. Проведен анализ индуктивно-ключевого формирователя однополярного квазисинусоидального тока. Предложен интегральный параметр – количество циклов работы ключа, что позволяет оценить параметры формируемого тока и предъявить требования к частотным свойствам элементов схемы формирователя.
2. Получены соотношения, позволяющие проследить тенденции и характер изменения временных параметров переходных процессов, происходящих в токоформирующей цепи и произвести их расчет для заданных параметров нагрузки и тока.
3. Установлено, что тенденции изменения временных параметров обусловлены величиной напряжения, прикладываемого к дросселю формирователя в каждом цикле работы ключа, а также соотношением периода формируемого тока и постоянной времени токоформирующей цепи.

2. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. Изд. 2-е, испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
3. Попов В.П. Основы теории цепей. Изд. 3-е, испр. – М.: Высшая школа, 2000. – 575 с.

Поступила 14.10.2011 г.

УДК 621.314

ИНВЕРТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ ЗАРЯДА ЕМКОСТНОГО НАКОПИТЕЛЯ

Е.Ю. Буркин, В.В. Свиридов, Е.Ю. Степанов

Томский политехнический университет

E-mail: burkin@gmail.com

Дан краткий обзор теории заряда емкостного накопителя. Описано и исследовано схемное решение для увеличения мощности, передаваемой в нагрузку в течение рабочего цикла заряда емкостного накопителя на основе формирования ступенчатого зарядного тока.

Ключевые слова:

Источник для заряда емкостного накопителя, инверторный источник питания, оптимизация зарядного процесса.

Key words:

Capacitor charging circuit, inverter power supply, charging efficiency optimization.

В настоящее время широко распространен способ аккумулярования больших энергий, основанный на применении в качестве накопителей батарей конденсаторов. Батареи конденсаторов используются для получения импульсов тока самой различной длительности и энергии – от десятков Дж до десятков МДж. К достоинствам емкостных накопителей энергии, обусловившим их широкое распространение, следует отнести простоту осуществления коммутаций при заряде и разряде ба-

тареи конденсаторов и возможность строгого дозирования накопленной энергии посредством стабилизации уровня зарядного напряжения.

В работах [1–4] описаны наиболее известные схемы источников для заряда емкостных накопителей энергии (ЕНЭ). Однако предложенные пути повышения коэффициента полезного действия ведут к увеличению количества элементов схемы и, как следствие, изменению массогабаритных параметров.

Целью данной работы является анализ и оптимизация процесса заряда емкостного накопителя с учетом потерь на элементах схемы.

Спецификой преобразователей для заряда ЕНЭ является построение их в виде стабилизаторов выходного тока, обеспечивающих ограничение и формирование кривой зарядного тока по заданному закону при изменении выходного напряжения в процессе заряда ЕНЭ в широком диапазоне. Большое число устройств в настоящее время реализуют режим практически неизменного зарядного тока, поскольку работа элементов преобразователя в этом режиме в наибольшей степени приближается к оптимальной с точки зрения потерь и характеризуется высокими значениями коэффициентов расчетной мощности. Однако, постоянное, практически линейное по форме, изменение выходного напряжения в этом режиме приводит к тому, что мощность, передаваемая от источника питания в ЕНЭ, также изменяется по линейному закону, достигая в конце зарядного цикла амплитудного значения в два раза превышающего среднее. Для реализации режима неизменной передаваемой мощности необходимо сформировать зарядный ток, изменяющийся по достаточно сложному закону, рис. 1.

$$i_3(t) = \frac{P_m}{\sqrt{2P_m t/C + U_{C0}^2}},$$

где P_m – заданная мощность; C – емкость накопителя; U_{C0} – начальное значение напряжения на накопителе.

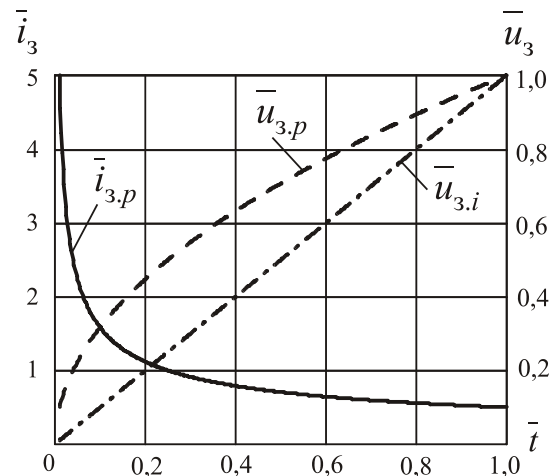


Рис. 1. Ток и напряжение заряда в режимах неизменной передаваемой мощности – $\bar{i}_{3,p}$, $\bar{u}_{3,p}$ и постоянного зарядного тока – $\bar{i}_{3,i}$, $\bar{u}_{3,i}$. Здесь U_{Cmax} – максимальное напряжение накопителя, $\bar{t} = t/t_{3i}$ – относительный интервал зарядного цикла, где t_{3i} – время заряда ЕНЭ постоянным током

Видно, что ток заряда изменяется в широком диапазоне и, в случае прямого синтеза, приводит к существенному увеличению расчетных мощностей компонентов преобразователя и, в целом, неэффективному их использованию. Мало того, в случае относительно малых значений начального напряжения на накопителе (вполне реалистичным является и нулевое значение) расчетное значение

зарядного тока стремится к бесконечности. В этом случае начальный этап заряда ЕНЭ происходит в режиме ограничения выходного тока источника питания, и, как следствие, уменьшения выходной мощности. В качестве параметра, характеризующего степень отклонения практически осуществимого режима заряда ЕНЭ от идеального режима передачи неизменной мощности, обычно используют коэффициент амплитуды мощности

$$K_{ap} = \frac{P_{max}}{P_{cp}},$$

где P_{max} , P_{cp} – соответственно максимальная и средняя мощности, передаваемые преобразователем в процессе заряда ЕНЭ.

Эффективным способом формирования зарядного тока является построение системы заряда в виде структуры, реализующей ступенчато-падающий ток. В этом случае амплитуда и длительность ступеней зарядного тока выбираются из условия обеспечения минимума K_{ap} . Такой подход позволяет получить минимальный интервал зарядного цикла, однако практическая реализация такой системы приводит либо к увеличению расчетной мощности выходного трансформаторно-выпрямительного блока, либо к увеличенным потерям по сравнению с режимом неизменного зарядного тока.

Предлагаемый способ формирования ступенчато-падающего зарядного тока заключается в переключении, по мере заряда ЕНЭ, выходных выпрямителей инвертора тока с параллельного соединения в последовательное, причем параметры напряжения и тока выпрямителей задаются одинаковыми. Таким образом, в течение всего времени заряда, обеспечивается непрерывная работа всех компонентов силовой части источника питания в режиме постоянного тока, что обеспечивает при прочих равных условиях уменьшение потерь по сравнению с режимом формирования ступеней зарядного тока, обеспечивающего минимум коэффициента амплитуды мощности.

Если при произвольных параметрах ступенчатого зарядного тока в конденсатор передается фиксированная энергия, то при равенстве амплитуд мощности справедливо следующее выражение:

$$K_{ap}^{(N)} = \frac{P_{max}}{P_{cpN}} = 2 \frac{t_3}{t_{s1}}, \quad (1)$$

где t_{s1} – длительность зарядного цикла при одноступенчатом зарядном токе; P_{cpN} – средняя передаваемая мощность для N -ступенчатого зарядного тока.

Полагая, что в конце каждой ступени тока передаваемая в накопитель мощность максимальна и равна определенному постоянному значению $P_{max} = \text{const}$, можно записать:

$$I_1 U_1 = I_2 U_2 = \dots = I_n U_n = \dots = I_N U_{Cmax}, \quad (2)$$

где I_n – амплитуда соответствующей ступени тока, U_n – величина напряжения в конце текущей ступени тока, U_{Cmax} – максимальное напряжение на накопителе в конце зарядного цикла. При выполнении равенства (2) очевидно, что амплитуда одно-

ступенчатого зарядного тока I_{s1} равна амплитуде последней ступени I_n при многоступенчатом зарядном токе. Учитывая это, выражение (2) в относительных единицах запишется следующим образом

$$\bar{I}_n \bar{U}_n = 1,$$

$$\text{где } \bar{I}_n = I_n / I_{s1}, \quad \bar{U}_n = U_n / U_{C \max}, \quad (3)$$

С другой стороны, приращение заряда емкостного накопителя на каждой ступени зарядного тока определяется простым соотношением

$$\begin{cases} \bar{U}_1 = \bar{I}_1 \Delta \bar{t}_1; \\ \bar{U}_n - \bar{U}_{n-1} = \bar{I}_n \Delta \bar{t}_n, n = 2, 3, \dots, N, \end{cases} \quad (4)$$

где $\Delta \bar{t}_n = \frac{\Delta t_n}{t_{s1}}$ — относительная длительность n -й ступени зарядного тока.

Математические зависимости, описанные выражениями (1)–(4), следует дополнить графиками рис. 2, а–в. Данные графики показывают характер изменения электрических параметров при различных методах заряда накопителя.

Отсюда, с учетом выражения (3), для относительного интервала ступени зарядного тока (4) можно записать

$$\Delta \bar{t}_n = \begin{cases} \frac{1}{\bar{I}_1^2}; \\ \frac{1}{\bar{I}_n^2} - \frac{1}{\bar{I}_n \bar{I}_{n-1}}, n = 2, 3, \dots, N. \end{cases} \quad (5)$$

Очевидно, что общее время заряда определяется суммой временных интервалов ступеней зарядного тока

$$\Delta \bar{t}_3 = \sum_{n=1}^N \Delta \bar{t}_n = \frac{1}{\bar{I}_1^2} + \sum_{n=2}^N \left(\frac{1}{\bar{I}_n^2} - \frac{1}{\bar{I}_n \bar{I}_{n-1}} \right). \quad (6)$$

Выражение (6) является функцией n -1 переменных, и экстремум может быть определен путем решения системы уравнений в частных производных по каждой из переменных:

$$\frac{\partial \bar{t}_3}{\partial \bar{I}_n} = 0. \quad (7)$$

С учетом (6) уравнение (7) можно представить следующим образом:

$$\frac{\partial \bar{t}_3}{\partial \bar{I}_n} = \frac{\partial \left(\frac{1}{\bar{I}_n^2} - k \frac{1}{\bar{I}_n} \right)}{\partial \bar{I}_n} = 0,$$

где

$$k = \begin{cases} \frac{1}{\bar{I}_2}, n = 1; \\ \frac{1}{\bar{I}_{n-1}} + \frac{1}{\bar{I}_{n+1}}, n = 2, 3, \dots, N-1; \\ \frac{1}{\bar{I}_{N-1}}, n = N. \end{cases} \quad (8)$$

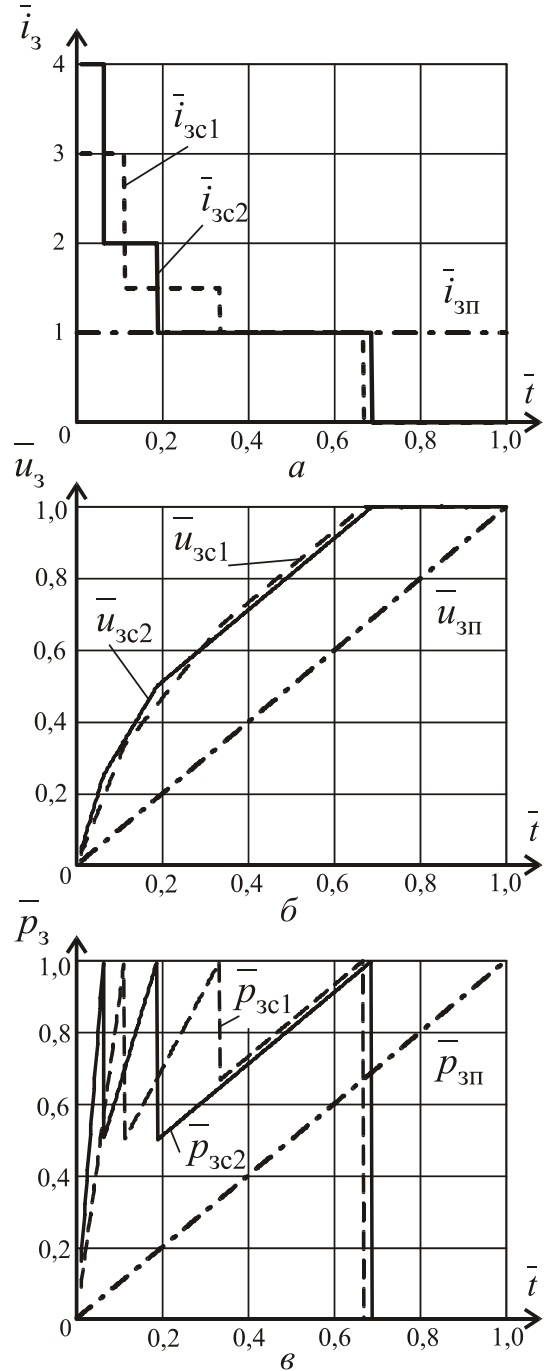


Рис. 2. Сравнительные зависимости для различных режимов формирования зарядного тока: а) относительный ступенчатый зарядный ток $\bar{I}_3$; б) напряжение $\bar{U}_3$; в) мгновенная мощность $\bar{P}_3$. Здесь $\bar{I}_{3c1}$, $\bar{U}_{3c1}$, $\bar{P}_{3c1}$ — ток, напряжение и мощность для обеспечения минимума K_{ap} ; $\bar{I}_{3c2}$, $\bar{U}_{3c2}$, $\bar{P}_{3c2}$ — равномерные ступени зарядного тока при переключении с параллельного соединения в последовательное

После дифференцирования (8), окончательно, получим

$$\frac{\partial \bar{t}_3}{\partial \bar{I}_n} = \frac{1}{\bar{I}_n^2} \left(k - 2 \frac{1}{\bar{I}_n} \right) = 0. \quad (9)$$

Решение системы (9) методом Гаусса ведет к следующему результату

$$\bar{I}_n = \frac{N}{n}. \quad (10)$$

Подставив полученное соотношение в (6) и учитывая (1), получим зависимости относительно времени заряда и коэффициента амплитуды мощности от числа ступеней зарядного тока:

$$\Delta \bar{t}_3 = \frac{N+1}{2N}, \quad K_{ap}^{(N)} = 2\bar{t}_3 = \frac{N+1}{N}. \quad (11)$$

Выражения (10) и (11) определяют параметры ступеней зарядного тока, обеспечивающие минимальное значение коэффициента амплитуды мощности. В свою очередь, при формировании зарядного тока путем переключения эквивалентных выпрямительных ячеек с параллельного соединения в последовательное относительная величина ступеней зарядного тока определяется следующим соотношением:

$$\bar{I}_n = \frac{2^{N-1}}{2^{n-1}}.$$

Используя выражения (1), (5) и (6), получаем зависимости для коэффициента амплитуды мощности и относительных временных интервалов зарядного цикла. Сравнительные характеристики двух способов формирования ступенчатого зарядного тока сведены в таблице. Анализ показывает, что увеличение зарядного цикла при формировании ступенчатого зарядного тока путем переключения одинаковых ячеек с параллельного соединения в последовательное по сравнению с режимом оптимального формирования ступеней не превышает 15 % при количестве ступеней $N \leq 6$.

Для проведения исследований был смонтирован макет инверторного источника питания. Принципиальная схема источника приведена на рис. 3, а внешний вид на рис. 4.

Устройство представляет собой стабилизатор постоянного тока. Принцип действия основан на модуляционном формировании постоянного тока дросселя с последующим его инвертированием, согласованием с нагрузкой и выпрямлением. Напряжение входной трехфазной питающей сети

выпрямляется мостовым выпрямителем и фильтруется Г-образным LC-фильтром. Входной выпрямитель и фильтр на схеме не показаны, т. к. выполняют очевидные функции. Постоянное напряжение с выхода сглаживающего фильтра поступает на импульсный стабилизатор тока. Основой стабилизатора является блок силовых транзисторов и дроссель. За счет периодической коммутации силовых транзисторов на фиксированной частоте происходит модуляция тока дросселя. Стабилизация и регулирование среднего значения тока дросселя и, как следствие, зарядного тока осуществляется путем широтно-импульсной модуляции. Схемное решение стабилизатора тока представляет собой двухканальный преобразователь постоянного тока понижающего типа. Управление силовыми транзисторами осуществляется через специализированные схемы – драйверы управления, которые обеспечивают энергетическое согласование логического сигнала управления и управляющего сигнала необходимого для работы силового транзистора. Сигнал обратной связи для обеспечения режима стабилизации зарядного тока берется с измерительных датчиков тока и поступает на систему управления.

Таблица. Сравнительные характеристики способов формирования ступенчатого зарядного тока

Режим формирования тока	Относительная величина на тока ступени $\bar{I}_n = I_n / I_{s1}$	Относительная величина напряжения накопителя в конце n -й ступени тока $\bar{U}_n = U_n / U_{сmax}$	Относительная длительность интервала ступени тока $\Delta \bar{t}_n = \Delta t_n / t_3$	Коэффициент амплитуды мощности K_{ap}
1 (мин. t_3)	N/n	n/N	$\frac{2n}{(1+N)N}$	$(N+1)/N$
2 (равн. ст.)	$2^{N-1}/2^{(n-1)}$	$1/2^{(N-n)}$	$\frac{6/(4^N + 2), n=1}{\frac{3 \cdot 4^{(n-1)}}{(4^N + 2)}, n>1}$	$\frac{4}{3} \left(1 + \frac{2}{4^N} \right)$

Примечание: N – количество ступеней тока; t_3 – время зарядного цикла.

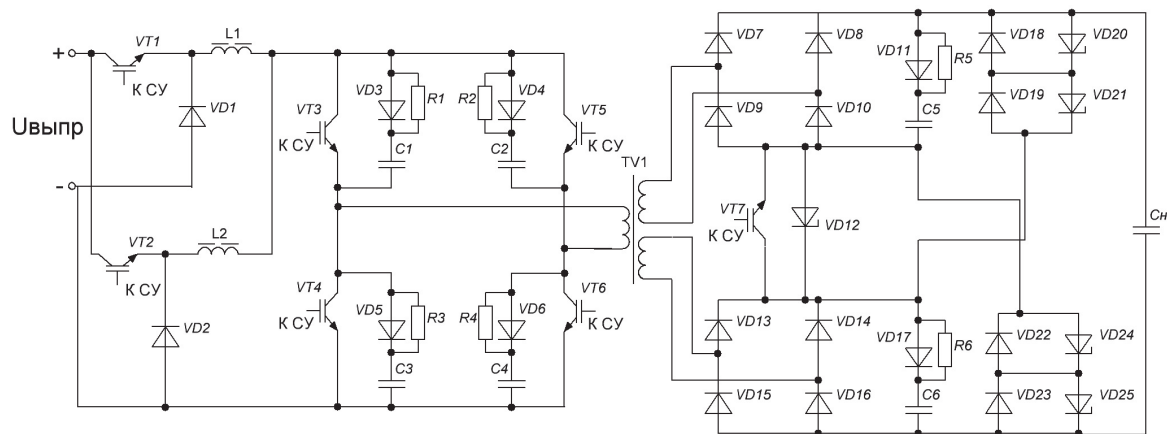


Рис. 3. Принципиальная схема источника для заряда емкостного накопителя. СУ – система управления

После стабилизатора постоянный ток поступает на высокочастотный инвертор тока, работающий на фиксированной частоте с максимальным коэффициентом заполнения. Основу блока составляют силовые транзисторные модули, которые управляются с помощью драйверов. Переменный ток поступает на повышающий трансформатор, обеспечивающий помимо гальванической развязки выходных цепей согласование выходного и входного напряжений. Для формирования постоянного зарядного тока используется выходной выпрямитель.

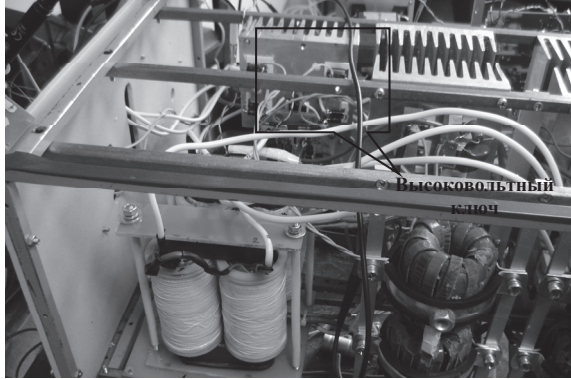


Рис. 4. Внешний вид макета источника питания

Для создания ступенчатого снижения зарядного тока в схему макета включается высоковольтный ключ VT7, рис. 3. Поясним принцип работы прибора с использованием ключа. В процессе заряда емкостного накопителя от 0 до 500 В ключ VT7 открыт. Соответственно две половины выходного выпрямительного моста (VD7–VD10 и VD13–VD16 на рис. 3) работают параллельно. Таким образом, максимальная амплитуда напряжения на выпрямителе на первом этапе заряда равна 500 В. Ток в зарядной цепи на данном этапе будет в два раза выше, чем при номинальной амплитуде $U_{ном}=1000$ В. При достижении разности потенциалов на емкостном на-

копителе значения $U=500$ В ключ замыкается, и весь мост включается последовательно. В этот момент амплитуда зарядного напряжения увеличивается до 1000 В, а зарядный ток снижается в два раза.

На рис. 5, а, приведена осциллограмма процесса заряда емкостного накопителя без использования высоковольтного ключа. Процесс протекает при неизменном токе. Здесь канал 1 – разность потенциалов на емкостном накопителе энергии, канал 2 – зарядный ток. Масштаб напряжения по оси ОУ 200 В на деление. Масштаб тока, пересчитанный исходя из параметров датчика CSNF-161, составляет 6,7 А на деление. Из рис. 5 видно, что среднее значение тока является практически постоянным в течение всего времени заряда и составляет ~6 А, напряжение на нагрузке возрастает линейно. Время заряда составляет ~65 мс.

Анализируя осциллограмму рис. 5, б, заряда при ступенчатом снижении зарядного тока, получаем время зарядного цикла $t=50$ мс. Это на 15 мс меньше, чем при работе источника питания в режиме заряда постоянным током.

Используя данные обоих экспериментов, рассчитаем мощность, выделенную в нагрузку при различных способах заряда. Для этого воспользуемся формулой мощности при заряде емкостного накопителя постоянным током [1]:

$$P = P_{cp} \gamma = \frac{I^2}{2C} t, \quad P_{cp} = \frac{P_m}{2}.$$

Значение средней мощности, выделенной в нагрузку, можно определить исходя из линейности ее нарастания при заряде постоянным током. Для режима постоянного тока примем $\gamma=1$. Тогда имеем:

$$P = \frac{6^2}{2 \cdot 360 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,065 = 3250 \text{ Вт}.$$

Для режима ступенчатого снижения зарядного тока расчет суммарной выделенной мощности нужно разделить на два этапа. Для каждой части

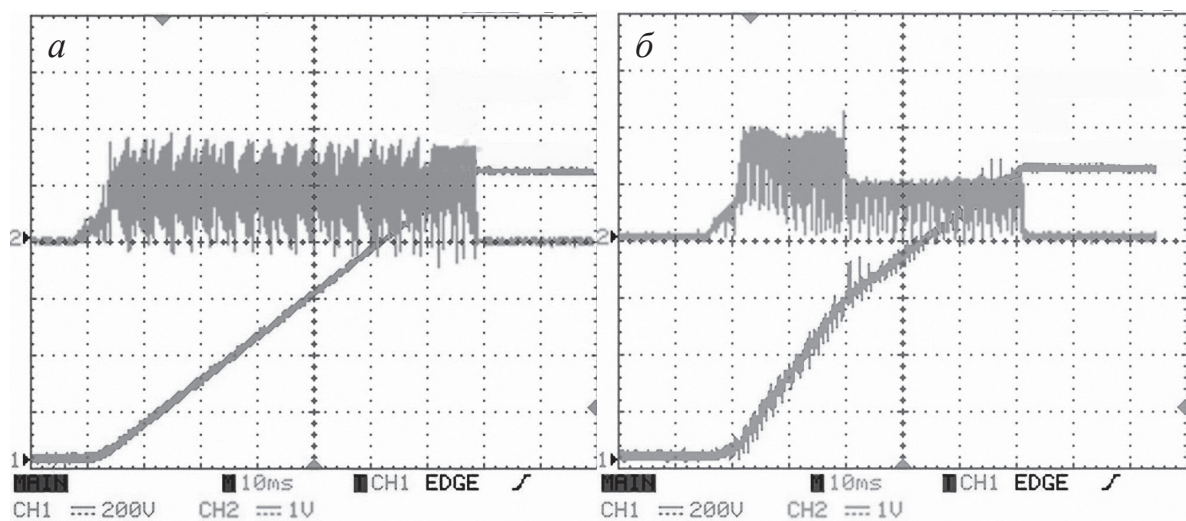


Рис. 5. Напряжение на выходе (канал 1) и зарядный ток (канал 2): а) заряд постоянным током; б) ступенчатое снижение зарядного тока

расчета используем формулу нахождения мощности при заряде постоянным током. Подставив значения с осциллограмм, получим:

$$P = \frac{I^2}{C} \left(2t_1 + \frac{t_2}{2} \right) =$$

$$= \frac{6^2}{360 \cdot 10^{-6}} \left(2 \cdot 0,02 + \frac{0,03}{2} \right) = 5500 \text{ Вт.}$$

Полученные цифры показывают мощность, потраченную на заряд емкостного накопителя в единицу времени. По результатам расчета можно сделать вывод, что значение переданной в нагрузку энергии при ступенчатом снижении зарядного тока на ~70 % превышает аналогичную величину при заряде постоянным током. При этом напряжение и ток первичной цепи остаются неизменными.

Примененное в работе схемное решение является простым и не представляет сложности в управлении. Заметим, что в схеме источника работают

параллельно два преобразователя постоянного напряжения с одинаковыми параметрами, работающими в режиме стабилизации зарядного тока. Такое решение позволяет уменьшить пульсацию зарядного тока и распределить по каналам передаваемую мощность.

Выводы

Описан и исследован стабилизатор зарядного тока емкостного накопителя с повышенной мощностью, передаваемой в нагрузку в течение рабочего цикла. Результаты расчетов мощности, выделяемой в нагрузку, показали возможность ее увеличения при формировании ступенчатого зарядного тока. Поскольку процесс заряда сократился во времени с 65 до 50 мс, КПД устройства по сравнению с прототипом на основе заряда постоянным током вырос на 20 %. Одновременно достигнуто повышение частоты зарядно-разрядных циклов емкостного накопителя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пентегов Е.В. Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии. — Киев: Наукова думка, 1982. — 406 с.
2. Багинский Б.А. Бестрансформаторные преобразователи переменного напряжения в постоянное. — Томск: Изд-во ТПУ, 1990. — 220 с.
3. Булатов О.Г. Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей энергии. — М.: Радио и связь, 1986. — 160 с.
4. Кныш В. А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов. Л.: Энергоатомиздат, 1981. 160 с.

Поступила 17.05.2011 г.

УДК 621.3.082

ИССЛЕДОВАНИЕ ШИРОКОДИАПАЗОННЫХ ПЬЕЗОКВАРЦЕВЫХ ВЛАГОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В.Е. Иващенко, В.Г. Мазур, А.Д. Пудалов

Ангарская государственная техническая академия, г. Ангарск

E-mail: systems-ntfs@mail.ru

Предложен пьезосорбционный метод измерения влажности газов и жидких органических соединений в диапазоне от 0 до 100 %. В основе метода измерений лежит одновременное использование двух типов сорбентов. Результатом исследования является расчет их оптимальных соотношений.

Ключевые слова:

Влажность, измерение, сорбент, пьезосорбционный чувствительный элемент, частота, газ, органическая жидкость, диапазон концентраций.

Key words:

Humidity, measurement, sorbent, piezosorption sensitive element, frequency, gas, organic liquid, range of concentrations.

Во многих отраслях промышленности и в целом ряде областей научных исследований приходится сталкиваться с решением задач, связанных с измерением влажности газов и жидких органических соединений.

Современные приборы, предназначенные для измерения влажности газов и жидкостей, позволя-

ют осуществлять измерения либо в диапазоне микро-, либо макроконцентраций [1–4]. Приборы, которые бы охватывали весь диапазон измерений, включая низкие, средние и макроконцентрации, отсутствуют, что может приводить к снижению эффективности управления технологическими процессами. С появлением такого прибора многие за-

дачи измерения влажности, которые сейчас решаются с помощью двух или нескольких узкодиапазонных измерителей, можно будет решить, имея в распоряжении всего лишь один широкодиапазонный прибор.

Существует большое количество методов измерения влажности [5]. Одни из них пригодны как для газов, так и для жидкостей, другие применимы только для одного из двух [6]. Среди небольшого числа методов, имеющих широкий диапазон измерений и пригодных для анализа газообразных и жидких сред, можно выделить сорбционно-частотный метод (СЧМ), который на протяжении последних десятилетий широко применяется в аналитическом приборостроении [7]. Он основан на зависимости частоты колебаний пьезокварцевого сорбционного влажочувствительного элемента от влажности анализируемой среды. Влажочувствительный элемент представляет собой кварцевую пластинку с двумя электродами, присоединёнными к центру пластины; на поверхность электродов и на саму пластинку тонким слоем нанесены влагопоглощающие вещества. В зависимости от измеряемой влажности (микро- или макроконцентрации) применяют различные сорбенты. Процессы сорбции-десорбции сорбентом влаги приводят к изменению его массы и соответственно частоты колебаний пьезосорбционно-го чувствительного элемента (ПСЧЭ).

СЧМ позволяет создавать приборы для измерения влажности газов и жидкостей. Одни из них рассчитаны на измерения микроконцентраций на уровне $0,5 \text{ млн}^{-1}$ [8], другие — макроконцентраций [9].

На металлургическом производстве, в метеорологических исследованиях (в частности в метеорологических зондах), в высоковольтных переключателях, использующих элегаз, наибольший интерес представляет измерение влажности именно в среднем диапазоне влажности, который начинается от 2 %.

Измерение влажности для указанного диапазона СЧМ может быть достигнуто путем нанесения на кварцевый пьезоэлемент различных сорбентов, каждый из которых рассчитан на определенный диапазон концентраций влаги. Например, в диапазоне от 0 до 1000 млн^{-1} можно использовать силикагель [10, 11]. Если влажность становится больше 1000 млн^{-1} , то в связи с тем, что произошло насыщение сорбента влагой, дальнейшего ее поглощения практически не будет и, следовательно, для измерения необходим другой сорбент. В качестве сорбентов для ПСЧЭ, предназначенных для измерения средних и высоких концентраций влаги, можно использовать полимерные материалы, в частности, синтетические гетероцепные полиамиды [12], которые при увеличении влажности анализируемой среды вплоть до 100 % не достигают состояния насыщения. Таким образом, если на кварцевый пьезоэлемент нанести два сорбента, например, силикагель и полиамид, то полученный ПСЧЭ сможет обеспечить измерение влажности в широком диапазоне, включая микро- и макроконцентрации.

Одна из проблем, которая возникает при изготовлении ПСЧЭ с несколькими сорбентами, связана с выбором оптимального способа нанесения различных сорбентов на кварцевый пьезоэлемент. Сорбенты могут быть нанесены либо один поверх другого — полимерное покрытие наносится на силикагель, либо отдельно друг от друга — один на одну сторону пьезоэлемента, другой — на другую.

ПСЧЭ, изготовленные первым из указанных способом, имеют два существенных недостатка. Один из них связан с ухудшением инерционности ПСЧЭ в области микроконцентраций влаги. Это объясняется тем, что при диффузии молекул воды через наружный слой поли-ε-капроамида, который не задействован в области микроконцентраций, затрачивается дополнительное время. Второй недостаток заключается в том, что при двухслойном способе нанесения сорбентов понижается чувствительность ПСЧЭ за счет частичного блокирования полиамидом активных центров адсорбции силикагеля.

В свою очередь, нанесение сорбентов на разные стороны кварцевой пластины лишает ПСЧЭ указанных недостатков.

В данной работе рассмотрен метод нанесения сорбентов на разные стороны пьезокварцевой пластины.

Целью настоящей работы является:

- 1) разработка математических моделей метрологических характеристик ПСЧЭ, обеспечивающих измерение влажности веществ в диапазоне от микро- до макроконцентраций;
- 2) экспериментальная проверка математических моделей;
- 3) разработка рекомендаций по выбору количественного соотношения наносимых на пьезоэлемент сорбентов в зависимости от области измерения влажности.

Справедливо следующее соотношение [13]:

$$\frac{\Delta m_{\text{H}_2\text{O}}}{m_c} = \frac{\Delta F_{\text{H}_2\text{O}}}{\Delta F_c},$$

где Δm_c — изменение массы ПСЧЭ при нанесении на него сорбента; ΔF_c — изменение частоты ПСЧЭ от количества нанесенного сорбента; $\Delta m_{\text{H}_2\text{O}}$ — изменение массы ПСЧЭ в результате сорбции воды сорбентом; $\Delta F_{\text{H}_2\text{O}}$ — изменение частоты ПСЧЭ в результате сорбции воды сорбентом.

Статические характеристики сорбции влаги (СХСВ) ПСЧЭ с силикагелем и поли-ε-капроамидом рассмотрены в [14, 15]. СХСВ для силикагеля описывается выражением:

$$\frac{\Delta F_{\text{H}_2\text{O}}}{\Delta F_{c_s}} = \left(C_1 \varphi + \frac{k'k\varphi}{1+k\varphi} \right), \quad (1)$$

где φ — относительная влажность, выраженная в долях; ΔF_{c_s} — изменение частоты ПСЧЭ от массы нанесенного силикагеля; k' , k , C_1 — безразмерные коэффициенты.

При $k'=4,71 \cdot 10^{-2}$, $k=47,18$ и $C_1=1,97 \cdot 10^{-2}$ максимальное расхождение между расчётной и экспери-

ментальной статическими характеристиками при значениях относительной влажности φ от 0 до 1 не превышает 1 %.

СХСВ ПСЧЭ с поли- ε -капроамидом описывается как

$$\frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_{c-k}} = \frac{BC\varphi}{1+(C-1)\varphi} \left(\frac{1-\varphi^n}{1-\varphi} \right), \quad (2)$$

где ΔF_{c-k} – изменение частоты ПСЧЭ от массы нанесенного поли- ε -капроамида; B , C , n – безразмерные коэффициенты.

При $B=0,022$, $C=4,7$, $n=3,5$ максимальное расхождение между расчётной и экспериментальной статическими характеристиками при изменении относительной влажности φ от 0 до 1 не превышает 1 %.

СХСВ ПСЧЭ с поли- ε -капроамидом и силикагелем, построенные по формулам (1) и (2), приведены на рис. 1.

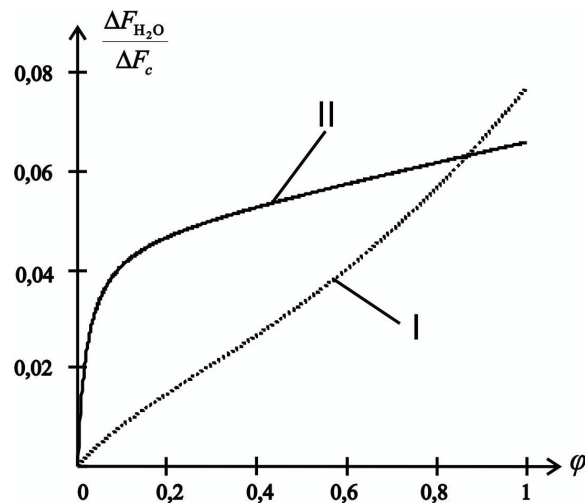


Рис. 1. СХСВ ПСЧЭ с поли- ε -капроамидом (I) и силикагелем (II)

Для того чтобы исследовать, какое соотношение сорбентов необходимо взять для обеспечения критерия максимальной чувствительности ПСЧЭ во всём диапазоне влажности или в отдельной области, необходимо иметь информацию о чувствительности ПСЧЭ с поли- ε -капроамидом и ПСЧЭ с силикагелем для диапазона влажности от 0 до 1.

Чувствительность ПСЧЭ с сорбентами находится путём вычисления производной от их СХСВ.

Чувствительность ПСЧЭ с поли- ε -капроамидом описывается выражением:

$$\frac{d}{d\varphi} \left(\frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_{c-k}} \right) = BC \times \frac{\left(C\varphi^{n+2} - C\varphi^2 - 2n\varphi^{n+1} + n\varphi^{n+2} - \varphi^{n+2} + \right) + \varphi^2 + n\varphi^n + \varphi^n + Cn\varphi^{n+1} - Cn\varphi^{n+2} - 1}{(\varphi-1)^2(C\varphi-\varphi+1)}. \quad (3)$$

Чувствительность ПСЧЭ с силикагелем описывается выражением:

$$\frac{d}{d\varphi} \left(\frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_{c-s}} \right) = C_1 + \frac{kk'}{k\varphi+1} - \frac{k^2k'\varphi}{(k\varphi+1)^2}. \quad (4)$$

На рис. 2 приведены зависимости чувствительности поли- ε -капроамида и силикагеля от влажности, построенные по формулам (3) и (4).

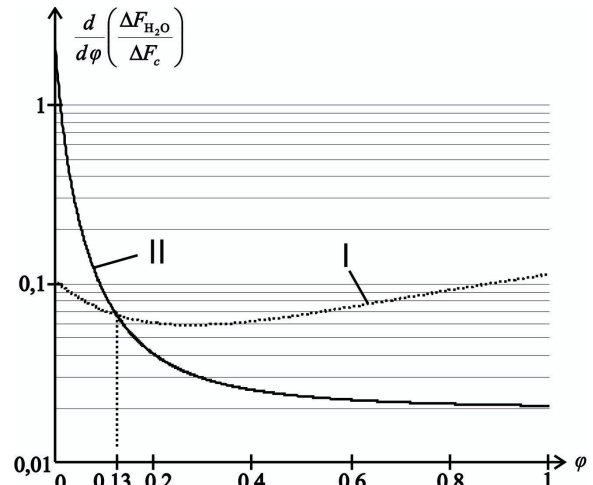


Рис. 2. Зависимость чувствительности ПСЧЭ с поли- ε -капроамидом (I) и силикагелем (II) от относительной влажности

Из рис. 2 видно, что чувствительность ПСЧЭ с силикагелем в области микроконцентраций выше, чем с поли- ε -капроамидом, почти в 22 раза. При влажности свыше 0,13 чувствительность ПСЧЭ с поли- ε -капроамидом становится выше, а у ПСЧЭ с силикагелем уменьшается.

Таким образом, зная чувствительность ПСЧЭ с сорбентами на разных участках влажности, можно комбинировать их соотношения, достигая оптимального результата по чувствительности в нужном диапазоне измерения влажности.

Представляет интерес и то, как будет меняться

функция $\frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_c}$ от влажности при нанесении сор-

бентов при разном их процентном соотношении.

В том случае, если использовано 2 вида сорбентов, то СХСВ ПСЧЭ описывается выражением:

$$\frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_c} = l \left(C_1\varphi + \frac{k'k\varphi}{1+k\varphi} \right) + (1-l) \frac{BC\varphi}{1+(C-1)\varphi} \left(\frac{1-\varphi^n}{1-\varphi} \right), \quad (5)$$

где l – доля нанесенного силикагеля по отношению к поли- ε -капроамиду.

Полученные зависимости представлены на рис. 3. Как видно из рис. 3, полученные зависимости располагаются между аналогичными зависимостями, построенными отдельно для чистого поли- ε -капроамида и силикагеля.

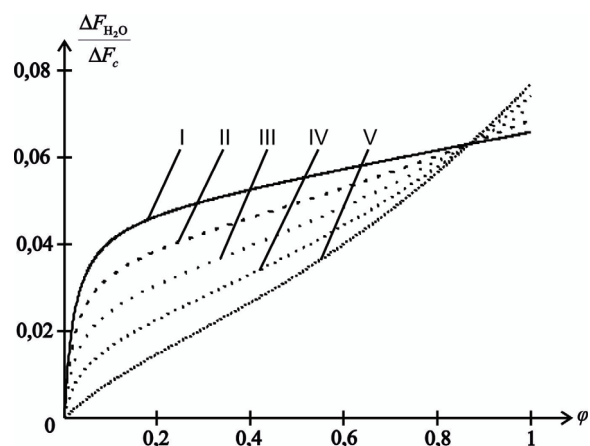


Рис. 3. Зависимость $\frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_c}$ от влажности при соотношении сорбентов силикагель:поли-ε-капроамид: I) 1:0; II) 0,75:0,25; III) 0,50:0,50; IV) 0,25:0,75; V) 0:1

Чувствительность находится путём вычисления производной по φ от выражения (5):

$$\frac{d}{d\varphi} \left(\frac{\Delta F_{H_2O}}{\Delta F_c} \right) = l \left(C_1 + \frac{kk'}{k\varphi + 1} - \frac{k^2 k' \varphi}{(k\varphi + 1)^2} \right) + BC(l-1) \times \left(\frac{C\varphi^{n+2} - C\varphi^2 - 2n\varphi^{n+1} + n\varphi^{n+2} - \varphi^{n+2} + \varphi^2 + n\varphi^n + \varphi^n + Cn\varphi^{n+1} - Cn\varphi^{n+2} - 1}{(\varphi-1)^2(C\varphi - \varphi + 1)} \right). \quad (6)$$

На рис. 4 приведены графики зависимости чувствительности ПСЧЭ от влажности, построенные по выражению (6), с тем же соотношением сорбентов.

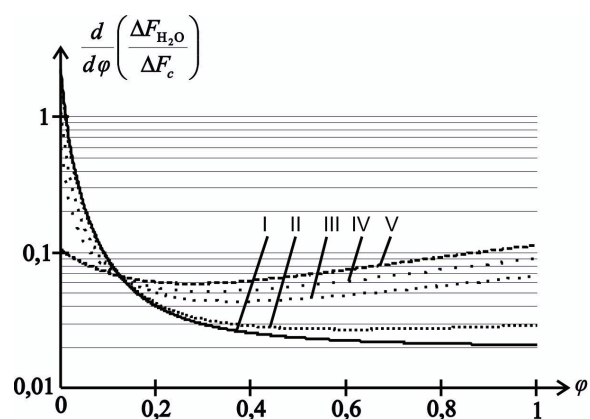


Рис. 4. Зависимости чувствительности ПСЧЭ от влажности при различном соотношении поли-ε-капроамида и силикагеля

При помощи метода наименьших квадратов были найдены оптимальные соотношения сорбентов для различных диапазонов влажности исходя из критерия наибольшей чувствительности ПСЧЭ. Эти соотношения представлены в таблице.

Таблица. Оптимальные соотношения сорбентов для разных диапазонов влажности

Диапазон влажности	Соотношение сорбентов		Диапазон влажности	Соотношение сорбентов	
	Поли-ε-капроамид, $\times 10^{-2}$	Силикагель, $\times 10^{-2}$		Поли-ε-капроамид, $\times 10^{-2}$	Силикагель, $\times 10^{-2}$
0...0,10	0,00	100	0,00...1	8,83	91,17
0...0,15	0,01	99,99	0,01...1	24,05	75,95
0...0,20	0,05	99,95	0,02...1	47,34	52,66
0...0,25	0,15	99,85	0,03...1	68,76	31,24
0...0,30	0,29	99,71	0,04...1	83,29	16,71
0...0,40	0,68	99,32	0,05...1	91,60	8,40
0...0,50	1,25	98,75	0,06...1	95,96	4,04
0...0,60	2,06	97,94	0,07...1	98,16	1,84
0...0,70	3,16	96,84			
0...0,80	4,63	95,37			
0...0,90	6,51	93,49			

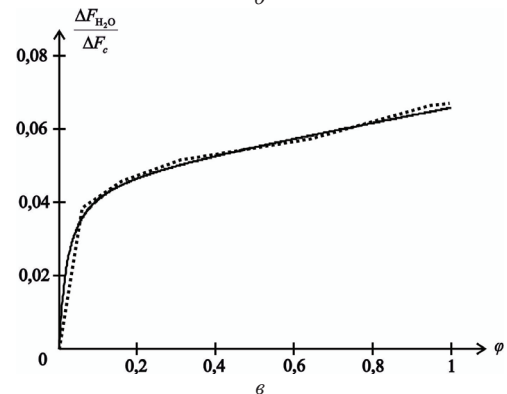
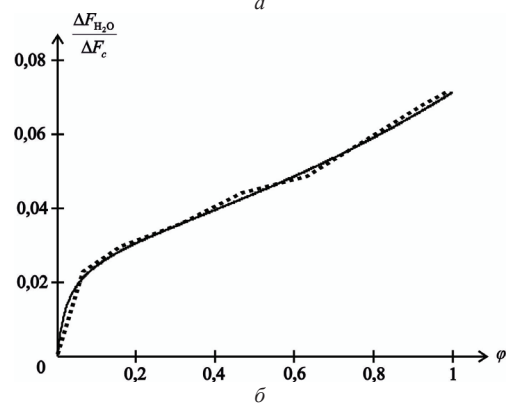
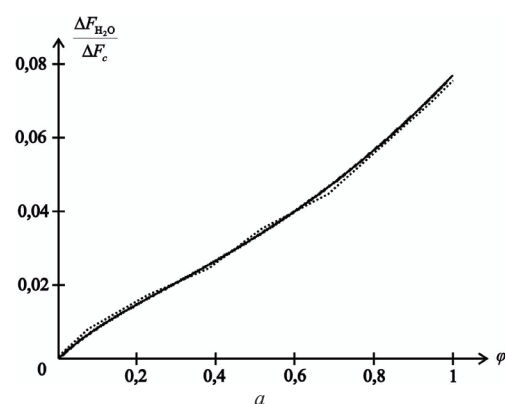


Рис. 5. Теоретическая и экспериментальная СХСВ ПСЧЭ с сорбентами поли-ε-капроамид:силикагель в пропорции: а) 0,25:0,75; б) 0,50:0,50; в) 0,75:0,25

Согласно таблице, оптимальное соотношение сорбентов для влажности от 0 до 1 составляет примерно 0,91 силикагеля и 0,09 поли-ε-капроамида.

Для подтверждения результатов в лабораторных условиях были изготовлены ПСЧЭ с соотношением сорбентов силикагель:поли-ε-капроамид: 0,25:0,75; 0,50:0,50; 0,75:0,25. Для каждого соотношения было изготовлено по 3 ПСЧЭ. При помощи генератора влажного газа, работающего на методе двух давлений, были измерены СХСВ ПСЧЭ (рис. 5). На графиках сплошными линиями показаны теоретические СХСВ, рассчитанные по формуле (5) пунктиром – экспериментальные СХСВ, показания которых были измерены с ПСЧЭ при влажности: 0,05; 0,15; 0,30; 0,45; 0,60; 0,90; 0,97. Теоретические СХСВ и экспериментальные СХСВ имеют максимальное расхождение не более 4 %.

Экспериментальные исследования показали, что полученное выражение (5) справедливо как для газов (в эксперименте был использован азот), так и для жидких органических соединений, таких как предельные углеводороды (пентан, гексан, декан), а так же для бензола и толуола.

Опыты были проведены в условиях стабилизированной температуры $20 \pm 0,2$ °С. В качестве результатов измерений использовался разностный сигнал между частотами датчика и опорного генератора.

Выводы

1. Разработаны математические модели статических характеристик сорбции влаги для пьезосорбционного чувствительного элемента с поли-ε-капроамидом и силикагелем, а также чувствительности пьезосорбционного чувствительного элемента во всём диапазоне влажности при нанесении сорбентов на разные стороны кварцевой пластины.
2. Экспериментально определены статические характеристики сорбции влаги пьезосорбционного чувствительного элемента при соотношении сорбентов 0,25:0,75; 0,50:0,50; 0,75:0,25, показано, что расхождение результатов эксперимента с математическими моделями не превышает 4 %.
3. Определено что оптимальное соотношение сорбентов для влажности от 0 до 1 составляет 0,91 силикагеля и 0,09 поли-ε-капроамида.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. НПК Микрофор. 2011. URL: <http://www.microfor.ru/> (дата обращения: 26.01.2012).
2. Ангарское ОКБА // Гигрометры. 2012. URL: <http://www.okba.ru/produce/hygrometers.php> (дата обращения: 26.01.2012).
3. Ангарское ОКБА // Влагомер трансформаторного масла ВТМ-МК. 2012. URL: <http://www.okba.ru/produce/energy/vtm-mk.php> (дата обращения: 26.01.2012).
4. BARTEC Company // Moisture Measurements in Hydrocarbon. 2012. URL: http://www.bartec.de/homepage/eng/20_produkte/16_messtechnik/s_20_16_60_011.shtml (дата обращения: 26.01.2012).
5. Берлинер М.А. Измерения влажности. – М.: Энергия, 1973. – 400 с.
6. Ivashchenko V.E., Mazur V.G., Tomilin M.A. Application of Sorption-Frequency Method in Comparison with Other Methods for Measurement of Humidity Nanoconcentration in Gases and Liquids // IEEE 11th Russia School and Seminar MNST. – Novosibirsk, 2010. – P. 45–47.
7. King W.H. Piezoelectric sorption detector // Anal. chem. – 1964. – V. 36. – P. 1735–1739.
8. Ангарское ОКБА / Гигрометр «Байкал-RG». 2012. URL: <http://www.okba.ru/produce/hygrometers/baikalg.php> (дата обращения: 26.01.2012).
9. Ангарское ОКБА / Гигрометр «Волна 5П». 2012. URL: <http://www.okba.ru/produce/hygrometers/volna-5p.php> (дата обращения: 26.01.2012).
10. Ангарское ОКБА / Гигрометр «Исток». 2012. URL: <http://www.okba.ru/produce/hygrometers/istok.php> (дата обращения: 26.01.2012).
11. Кибардин С.А., Макаров К.А. Тонкослойная хроматография в органической химии. – М.: Химия, 1978. – 125 с.
12. Коршак В.В., Фрунзе Т.М. Синтетические гетероцепные полиамиды. – М.: АН СССР, 1962. – 438 с.
13. Sauerbrey G. Verwendung von Schwingquarzen zur Wägung dünner Schichten und zur Mikrowägung // Zeitschrift für Physik. – 1959. – Bd. 155. – S. 206–222.
14. Кольцов С.И., Апасковский В.Б. Силикагель, его строение и химические свойства. – Л.: Госхимиздат, 1963. – 95 с.
15. Серебрякова З.Г., Михайлов Н.В. Исследование сорбционных свойств полиамидных волокон в зависимости от их структуры // Высокомолекулярные соединения. – 1959. – Т. 1. – № 2. – С. 222–228.

Поступила 08.02.2012 г.

УДК 621.383.4

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ В ПОЛЕВЫХ УСЛОВИЯХ

Ф.В. Саврасов, И.К. Ковалев*

Томский политехнический университет

*ОАО «НИИПП», г. Томск

E-mail: savrasov@tpu.ru

Проведено тестирование раскладной солнечной батареи СФБ-150, разработанной в НИИ полупроводниковых приборов г. Томска. Представлены эмпирические коэффициенты и отношения, выведенные при обработке полученных результатов. Произведен анализ работы солнечной батареи с учетом ее географического местоположения и климатических условий региона, сделаны выводы и рекомендации.

Ключевые слова:*Солнечная батарея, выходная мощность, буферный аккумулятор.***Key words:***Solar battery, output power, buffer accumulator.***Введение**

Важнейшей характеристикой фотоэлектрических систем является количество электроэнергии, выработанной за период (сутки, месяц, год). В то же время печатных работ по выявлению этого параметра в натурных условиях не очень много. Среди прочих можно выделить работы [1–4], где приводятся обобщенные сведения о результатах измерений различных фотоэлектрических параметров для нескольких типов кремниевых пластин. В статье [5] также исследуется температурное воздействие при использовании солнечного концентратора.

В этих работах приводятся результаты съёма электроэнергии со стационарно установленных фотоэлектрических систем без автоматической ориентации их рабочей поверхности на Солнце. Это экономически оправдано, но в указанных работах не оцениваются потери в выработке электроэнергии стационарно установленных фотоэлектрических устройств по сравнению с автоматически ориентирующимися, а также не проанализировано влияние географической широты местности, внешней нагрузки и климатических особенностей региона в период наблюдений.

Целью настоящей работы является исследование функционирования солнечной батареи (СБ) в полевых условиях при различных углах наклона панели к падающему световому потоку.

Начальные условия

Солнечная батарея СФБ-150 (рис. 1), разработанная в НИИ полупроводниковых приборов г. Томска, была развернута в пос. Сураново Кемеровской области (50 км к югу от г. Томска). Вследствие конструктивных особенностей СБ выполнена раскладной, что обеспечило снижение веса в два раза по сравнению с промышленными образцами батарей в металло-стеклянном обрамлении аналогичной пиковой мощности (150 Вт). Батарея (габаритные размеры — 1700×860×6 мм в развёрнутом виде, и 430×430×65 мм в свёрнутом) складывается

в компактный пакет, который легко транспортировать (в случае бездорожья — перенести на руках, т. к. масса устройства не превышает 12 кг) к месту установки.

Рабочая поверхность СБ была стационарно ориентирована на юг под углом 55° к поверхности Земли. В этом положении СБ неизменно находилась с начала июня 2011 г. до начала сентября. Для оценки работы СБ в случае, если она постоянно была бы ориентирована на Солнце, использовался отдельный небольшой солнечный модуль, изготовленный на основе того же самого полупроводникового материала, что и исследуемая СБ.

Погодные условия**и географическая широта местности**

В пос. Сураново и его окрестностях отсутствуют промышленные предприятия и автотранспорт. Следовательно, загрязнение атмосферы, снижающее ее прозрачность, сведено к минимуму.

Территория, где проводилось тестирование СБ, расположена на широте 56°30' с.ш. С широтой местности связано перемещение Солнца по небосводу в азимутальном и зенитальном направлении в течение светового дня. Без учета погодных условий имеет место следующая зависимость: чем севернее территория, тем больше выработка электричества на основе энергии Солнца летом и меньше зимой. Расчетным путем определена сумма часов светлого времени в окрестностях Томска за три летних месяца, величина составила 1520 ч. Для расположенного южнее г. Новосибирска эта величина меньше на 25 ч, а для г. Барнаула — более чем на 50 ч.

Погодные условия лета 2011 г. характеризовались теплым и солнечным июнем и пасмурными и холодными июлем и августом. По данным сайта лаборатории климатологии атмосферного состава Института оптики атмосферы г. Томска, среднемесячная температура июня была одной из самых высоких с 1993 г., а среднемесячные температуры июля и августа — одними из самых низких. В целом,

суммарная инсоляция лета 2011 г. была примерно на 15 % меньше средней многолетней.



Рис. 1. Солнечная батарея СФБ-150

Измерения

Периодически, в различное время светового дня, проводились измерения тока короткого замыкания $I_{кз}$ и напряжения холостого хода $U_{хх}$ развернутой СБ. Одновременно, наряду со стационарно установленной СБ, измерялся ток короткого замыкания дополнительного солнечного модуля, который: а) располагался в плоскости СБ; б) был точно ориентирован на Солнце. Это позволило рассчитать выработку электроэнергии исследуемой СБ для случая, если бы она автоматически ориентировалась в направлении Солнца в течении всего периода наблюдений.

Исследуемая солнечная батарея и фотоэлектрический модуль-спутник были изготовлены из пластин монокристаллического кремния одной партии. В данной работе модуль-спутник являлся небольшим фрагментом измеряемой солнечной батареи. Согласно физике работы полупроводниковых фотоэлементов, в данном случае ток короткого замыкания прямо пропорционален площади приемной поверхности фотоэлемента при данной интенсивности солнечного излучения. Измеряя ток короткого замыкания модуля-спутника в плоскости исследуемой солнечной батареи $I_{кзм1}$ и затем, ориентируя модуль на солнце таким образом, чтобы зафиксировать максимальное значение тока короткого замыкания $I_{кзм2}$, вычисляется отношение $I_{кзм2}/I_{кзм1}$, которое впоследствии переносится на большую солнечную батарею. Ориентация модуля-спутника на солнце по достижению максимального значения тока короткого замыкания производилась с использованием держателя, осуществляющего ориентацию в азимутальном и зенитальном направлении.

Также были проведены эксперименты по подключению к СБ внешней нагрузки.

Функциональные особенности

Электрическая мощность стационарно установленной СБ зависит от:

- изменения угла падения солнечных лучей, обусловленного суточным и сезонным перемещением Солнца по небосводу для данной широты местности;
- изменения интенсивности солнечного излучения в зависимости от прозрачности атмосферы и облачности;
- суточных и сезонных изменений температуры окружающего воздуха;
- разогрева фотоэлектрических преобразователей при возрастании светового потока.

При определенной освещенности отбор максимальной мощности ($P_{\max} = U_{\max} \cdot I_{\max}$) от СБ имеет место только в том случае, если сопротивление внешней нагрузки удовлетворяет соотношению: $R_n = U_{\max}/I_{\max}$. При постоянной нагрузке изменение освещенности рабочей поверхности батареи приводит к рассогласованию СБ с внешней нагрузкой, и отбор мощности будет ниже максимально возможных значений.

Для фотоэлектрических преобразователей из монокристаллического кремния авторами экспериментально была установлена связь $P_{\max}$, $U_{\max}$, и $I_{\max}$ с $U_{хх}$ и $I_{кз}$:

$$P_{\max} = (0,70...0,75) U_{хх} \cdot I_{кз}. \quad (1)$$

Значения $U_{\max}$ и $I_{\max}$ приблизительно связаны с $U_{хх}$ и $I_{кз}$:

$$U_{\max} \approx 0,85 U_{хх}, \quad I_{\max} \approx 0,85 I_{кз}. \quad (2)$$

Тогда значение сопротивления нагрузки, на котором рассеивается максимальная электрическая мощность при данной освещенности, составляет:

$$R_n \approx 0,85 U_{хх} / (0,85 I_{кз}) \approx U_{хх} / I_{кз}. \quad (3)$$

Результаты измерений электрических параметров

Значения тока короткого замыкания в полуденные часы (от 12 до 15 ч) при отсутствующей облачности составляли в среднем 4,5 А. Напряжение холостого хода фиксировалось в диапазоне 36...39 В, что ниже значений, наблюдаемых при температуре СБ 300 К. Причина уменьшения $U_{хх}$ — саморазогрев фотоэлектрических преобразователей под действием солнечного излучения. Установившаяся температура СБ в рабочем режиме зависела также и от температуры окружающего воздуха, влажности, скорости и направления ветра. Очевидно, что отвод тепла от кремниевых пластин СБ затруднен конструктивными особенностями испытываемой солнечной батареи (элементы с низкой теплопроводностью: текстолитовая подложка, тряпичная окантовка, слой связующего клеящего материала, ламинирующая пленка), что приводит к некоторому уменьшению КПД СБ.

Максимально зафиксированное значение $I_{кз}$ составило 4,9 А при напряжении холостого хода 36,9 В (при низкой скорости ветра и высокой температуре воздуха). Согласно выражению (1) значение максимальной мощности СБ в этом случае составляет примерно 130 Вт. Наибольшее значение

$P_{\max}$ (около 135 Вт) зафиксировано при $I_{\text{кз}}$, равном 4,82 А, и $U_{\text{кз}}$, равном 37,7 В. Среднее значение максимальной мощности в полуденные часы солнечных дней составило 120 Вт. Это примерно на 25...30 % ниже паспортной пиковой мощности (150 Вт) солнечной батареи, которая могла быть достигнута при плотности потока солнечного излучения 1000 Вт/м². Это еще раз указывает на неблагоприятные условия для солнечной электроэнергетики лета 2011 г. в Сибири.

На рис. 2 представлен дневной ход тока короткого замыкания СБ при отсутствующей облачности (верхняя кривая) и при полной облачности (нижняя кривая). В пасмурный день солнечный свет изредка проникал сквозь облака, что отражено на графике локальными максимумами. Оценка выработки электроэнергии в ясный день на согласованную нагрузку составляет примерно 1 кВт·ч, а в пасмурный день – около 0,25 кВт·ч.

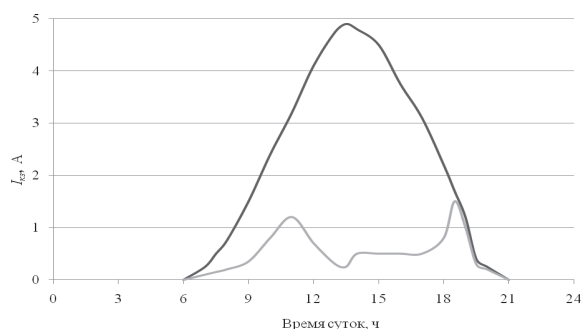


Рис. 2. Изменение значений $I_{\text{кз}}$ при отсутствующей и полной облачности

Общеизвестно, что ориентация солнечных модулей в направлении Солнца обеспечивает увеличение выхода энергии в течение светового дня по сравнению со стационарными солнечными энергоустановками. На рис. 3 представлен дневной ход $I_{\text{кз}}$ в ясный день для исследуемой СБ (внутренняя кривая) и ход $I_{\text{кз}}$, который бы имел место, если СБ была бы постоянно ориентирована в направлении Солнца (внешняя кривая).

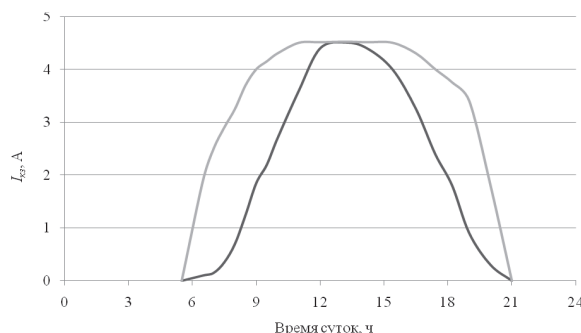


Рис. 3. Выработка тока при ориентации СФБ-150 в направлении Солнца

Расчет возможной выработки электроэнергии за день постоянно ориентированной на Солнце СБ показывает, что она может составить в середине лета 1,5 кВт·ч, а это почти на 40 % больше, чем

у стационарно установленной СБ (1 кВт·ч). Наибольшее различие выработки электроэнергии имеет место в наиболее длинные дни. Соответственно, чем короче день, тем это различие меньше. Если гипотетически предположить, что все 1250 ч летнего времени были ясными, как в пустыне, то тестируемая СБ, постоянно ориентированная в направлении Солнца, на широте Томска обеспечивала бы выработку за лето 120 кВт·ч электроэнергии. Фактический энергоресурс неориентированной СФБ-150 в зависимости от суммарного количества часов солнечного сияния в различные годы может составить 40...70 кВт·ч. Количество возможной выработки электроэнергии исследуемой СБ за лето 2011 г. оценивается в 50 кВт·ч.

Внешняя нагрузка

Одним из негативных свойств СБ является то обстоятельство, что отбор максимальной мощности от солнечной батареи имеет место, когда сопротивление внешней нагрузки удовлетворяет условию (3). Поскольку при постоянной внешней нагрузке это условие непрерывно нарушается в зависимости от освещенности и температуры, то необходимо учитывать данное обстоятельство при разработке солнечных электроустановок.

В процессе измерений исследовалась зависимость выходной мощности СБ от сопротивления нагрузки в пасмурный день (в качестве нагрузки использовался магазин сопротивлений Р33). По результатам этих измерений на рис. 4 представлена вольтамперограмма, а на рис. 5 — зависимость выходной мощности СБ от сопротивления нагрузки. Обращает на себя внимание, что значения $P_{\max}$, $U_{\max}$ и $I_{\max}$ (рис. 4) достаточно хорошо согласуются с выражениями (1) и (2). Нагрузочная кривая (рис. 5) имеет острый максимум (27,5 Вт на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$ в 43 Ом) и спад разной крутизны в обе стороны от него. На уровне 80 % от максимальной мощности (20 Вт) диапазон сопротивлений нагрузки приходится на достаточно широкую область значений — 28...68 Ом, что можно считать благоприятным фактором для практического использования солнечных батарей при создании электрогенерирующих установок.

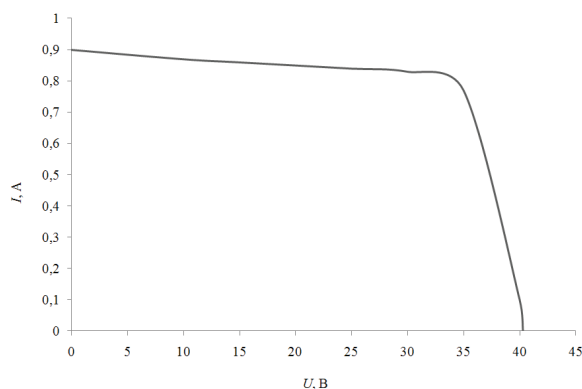


Рис. 4. Вольтамперная характеристика СФБ-150 при полной облачности и температуре 25 °С

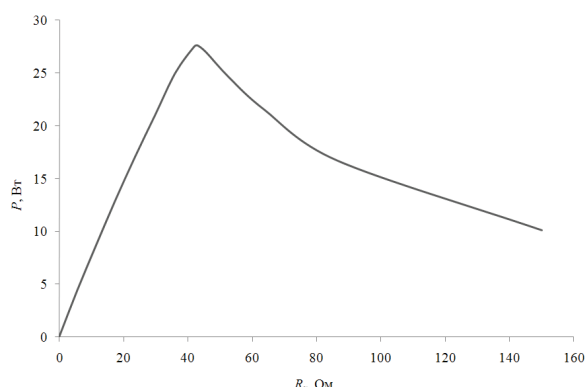


Рис. 5. Нагрузочная характеристика СФБ-150 при полной облачности и температуре 25 °С

При подключении внешней нагрузки непосредственно к солнечной батарее напряжение на нагрузке будет зависеть от освещенности и температуры. Хорошим стабилизатором выходного напряжения СБ является буферный аккумулятор (например, СТ-190). Однако отбор максимальной мощности от СБ при зарядке или подзарядке буферного аккумулятора будет иметь место, если напряжение холостого хода СБ согласно выражению (2) будет порядка $(1,2...1,4) U_{зар}$, где $U_{зар}$ — напряжение полностью заряженного аккумулятора.

Это условие не выполняется при подключении к исследуемой СБ аккумулятора Smart-UPS SUA24XLBP напряжением 24 В. Оптимальным значением $U_{зар}$ для данного аккумулятора следует считать 25...27 В, что существенно ниже реальных значений $U_{хх}$ в полдень ясного летнего дня (36...39 В). Приблизительные оценки показывают, что отбор мощности от СБ в этом случае будет составлять всего 50...60 % P_{max} . В ходе исследований к СБ в ясный солнечный день был подключен резистор сопротивлением 7 Ом, помещенный для охлаждения в воду. Мощность, рассеянная на этой нагрузке, оказалась равной 75 Вт. Расчетная максимальная

мощность по формулам (1)–(3) при освещенности, имевшей место во время измерений, должна быть 120 Вт (при нагрузке в 9 Ом). В данном случае отбор мощности от СБ составил всего 62,5 % P_{max} .

За три летних месяца СБ испытала воздействие Солнца, ветра, дождя, росы, инея и смены температур окружающего воздуха. Работоспособность СБ при этом не ухудшилась. Удаление утренней росы с поверхности фотоэлементов не сопровождалось изменением $I_{кз}$.

Выводы

- Экспериментально установлено, что максимальная выходная мощность, вырабатываемая солнечной батареей СФБ-150, изготовленной из элементов на основе монокристаллического кремния, находится в пределах 0,70...0,75 от произведения напряжения холостого хода и тока короткого замыкания этой батареи.
- Наличие автоматической ориентации батареи в направлении Солнца при её использовании на территории юга Томской области позволит в весенне-летне-осенний период повысить выработку электроэнергии до 40 %.
- Изменения значений параметров солнечной батареи СФБ-150 от воздействия дождя, инея, росы, солнечного нагрева, смены температур окружающего воздуха за время наблюдений не обнаружено, что допускает применимость материалов, из которых состоит данная батарея, при изготовлении других устройств подобного типа для их использования в условиях сибирского климата.
- При изменении угла наклона поверхностей исследуемых фотоэлементов к солнечному световому потоку изменяется также временной период, в течение которого возможно получение максимального значения выходной мощности батареи, при этом изменение самого значения является незначительным.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Юрченко А.В. Результаты натурных испытаний кремниевой солнечной батареи в климатических условиях г. Томска // Известия Международной академии наук высшей школы. — 2004. — № 2 (28). — С. 145–150.
2. Козлов А.В., Ковалевский К.В., Юрченко А.В. Результаты климатических испытаний кремниевой солнечной батареи в натурных условиях г. Томска // Возобновляемая энергетика. Состояние, проблемы, перспективы: Матер. Междунар. конф. — СПб., 2003. — С. 275–281.
3. Topic M., Brecl K., Sites J. Effective efficiency of PV modules under field conditions // Progress in Photovoltaics: Research and Applications. — 2007. — V. 15. — Iss. 1. — P. 19–26.
4. Durisch W., Struss O., Kai R. Efficiency of selected photovoltaic modules under varying climatic conditions // Renewable energy — the energy for the 21st century: Proc. of VI World renewable energy congress. — Brighton, Great Britain, 2000. — P. 779–788.
5. Бакиров М.Я. Фотоэлектрические и радиационные характеристики кремниевых солнечных элементов при повышенных освещенностях и температурах // Физика и техника полупроводников. — 1997. — № 5 (31). — С. 520–522.

Поступила 12.01.2012 г.

УДК 551.521.31

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОСТУПЛЕНИЯ СОЛНЕЧНОЙ РАДИАЦИИ НА ТЕРРИТОРИЮ СЕВЕРНОГО РЕГИОНА КАЗАХСТАНА

Г.Б. Садуакасова, И.А. Пястолова, П.Ю. Ключева

Казахский агротехнический университет им. С. Сейфуллина, г. Астана, Казахстан

E-mail: c.gylnara68@mail.ru

Представлено исследование сезонного поступления суммарной солнечной радиации для 2009 г. на территории Казахстана. Сделан вывод о том, что сезонные графики, даже с учетом провалов графиков во время облачности, показывают превышение относительно значений актинометрических наблюдений от 10 до 100 %.

Ключевые слова:

Плотность потока солнечного излучения, солнечная энергия, суммарная солнечная радиация, прямая солнечная радиация, рассеянная солнечная радиация.

Key words:

Density of a stream of sunlight, solar energy, total solar radiation, direct solar radiation, scattered solar radiation.

Практически во всех регионах Казахстана жилые дома не могут функционировать без отопительных устройств. Переход на альтернативные решения может быть обеспечен соответствующим научным обоснованием и методической базой создания систем автономного теплоснабжения с использованием возобновляемых источников энергии.

С этой точки зрения ориентация на первоочередное внедрение систем горячего водоснабжения как наиболее автономной части энергообеспечения жилого дома, безусловно, правильная. Только после этого можно решить более сложную задачу использования солнечной энергии и для отопления дома.

В Казахстане имеется возможность широкомасштабного применения энергии солнечного излучения. В первую очередь необходимо развитие и внедрение гелиоустановок горячего отопления и водоснабжения.

Основным определяющим фактором для расчета производительности гелиосистем является величина плотности потока суммарной солнечной радиации в плоскости коллектора.

Согласно литературным источникам, известно [1], что с 1 м² плоского солнечного коллектора для коммунально-бытовых нужд можно получать примерно 500 кВт·ч тепла в год.

Перед тем как рассматривать конкретные схемы солнечных систем, необходимо уточнить, пригодны ли вообще климатические условия Казахстана для их создания и развития, и какие комплексы наиболее перспективны в наших условиях.

Целью работы является анализ и определение изменения составляющих солнечного излучения по сезонам года и в течение суток, и как это влияет на производительность гелиоустановок.

Ряды данных наблюдений за различными видами солнечной радиации имеют свои особенности, связанные со спецификой наблюдений. Прежде всего, наблюдения проводятся в сроки, отличные

от сроков, установленных для наблюдения за другими метеорологическими величинами.

Согласно программе статистических исследований, поступления солнечной радиации и измерения составляющих радиационного баланса производятся 6 раз в сутки: в 0 ч 30 мин., 6 ч 30 мин., 9 ч 30 мин., 12 ч 30 мин., 15 ч 30 мин., 18 ч 30 мин. Такие наблюдения не позволяют получить достаточно надежные данные. Стоит в момент наблюдения небольшому облачку прикрыть солнце, как измеряемое значение прямой солнечной радиации резко изменится. По этой причине, а также, исходя из практической необходимости получать суммарный приход солнечного тепла за некоторый отрезок времени (час, сутки, месяц), при климатологической обработке наряду с характеристиками интенсивности солнечной радиации (энергетической освещенности) рассчитывают характеристики сумм солнечной радиации за часовые интервалы, сутки, месяц.

Характеристики часовых сумм получают либо по данным самописцев (которые имеются примерно на 1/3 актинометрических станций), либо с использованием графиков суточного хода. Такие графики строятся по многолетним средним значениям радиации в сроки наблюдений. С графика для середины часового интервала снимаются значения интенсивности, и по этим данным определяются часовые и суточные суммы. Месячные суммы вычисляются как произведение суточного значения на число календарных дней месяца [2].

Регистрация поступающей солнечной радиации, а также ее составляющих производится на метеостанциях. В Республике Казахстан практически во всех областях на метеостанциях осуществляются актинометрические наблюдения, поэтому при использовании такими данными отпадает необходимость в учете прозрачности атмосферы.

Проанализируем данные о величине поступающей солнечной радиации, приведенные в различных литературных источниках и полученные в ходе экспериментальных исследований.

Рассмотрение поступающей солнечной радиации в интервале широт от 40 до 55° с.ш. связано с тем, что территория Республики Казахстан располагается именно между этими широтами.

В табл. 1, 2 приведены данные о приходе соответственно суммарной, прямой и рассеянной солнечной радиации на горизонтальную поверхность по актинометрическим наблюдениям [2].

Таблица 1. Месячный приход суммарной, прямой, рассеянной и отраженной солнечной радиации на горизонтальную поверхность (в числителе – при ясном небе, в знаменателе – при средних условиях облачности)

Месяц	Широта, град. с.ш.				Месяц	Широта, град. с.ш.			
	40	45	50	55		40	45	50	55
Суммарная солнечная радиация, H_G , МДж/м ²									
Январь	<u>348</u> 210	<u>277</u> 155	<u>201</u> 134	<u>134</u> 84	Июль	<u>909</u> 800	<u>897</u> 763	<u>888</u> 658	<u>884</u> 620
Февраль	<u>440</u> 302	<u>377</u> 264	<u>310</u> 218	<u>243</u> 155	Август	<u>817</u> 767	<u>788</u> 712	<u>763</u> 574	<u>746</u> 553
Март	<u>645</u> 406	<u>595</u> 406	<u>549</u> 402	<u>478</u> 360	Сентябрь	<u>649</u> 595	<u>612</u> 515	<u>570</u> 411	<u>515</u> 306
Апрель	<u>796</u> 570	<u>754</u> 524	<u>708</u> 490	<u>679</u> 473	Октябрь	<u>515</u> 402	<u>461</u> 331	<u>406</u> 251	<u>327</u> 176
Май	<u>909</u> 754	<u>897</u> 725	<u>880</u> 649	<u>872</u> 595	Ноябрь	<u>365</u> 239	<u>293</u> 165	<u>222</u> 134	<u>163</u> 88
Июнь	<u>926</u> 804	<u>922</u> 746	<u>913</u> 691	<u>918</u> 658	Декабрь	<u>302</u> 176	<u>235</u> 134	<u>168</u> 105	<u>105</u> 50
Прямая солнечная радиация, H_D , МДж/м ²									
Январь	<u>281</u> 105	<u>218</u> 50	<u>151</u> 63	<u>96</u> 29	Июль	<u>742</u> 570	<u>746</u> 524	<u>746</u> 377	<u>729</u> 360
Февраль	<u>348</u> 189	<u>285</u> 151	<u>226</u> 113	<u>176</u> 63	Август	<u>679</u> 570	<u>662</u> 515	<u>645</u> 364	<u>612</u> 344
Март	<u>532</u> 214	<u>486</u> 218	<u>436</u> 218	<u>369</u> 184	Сентябрь	<u>536</u> 448	<u>507</u> 369	<u>478</u> 276	<u>427</u> 180
Апрель	<u>649</u> 360	<u>616</u> 314	<u>582</u> 281	<u>545</u> 243	Октябрь	<u>427</u> 277	<u>377</u> 214	<u>327</u> 147	<u>260</u> 80
Май	<u>767</u> 503	<u>754</u> 473	<u>737</u> 398	<u>721</u> 323	Ноябрь	<u>293</u> 147	<u>235</u> 71	<u>180</u> 67	<u>126</u> 42
Июнь	<u>767</u> 574	<u>771</u> 536	<u>775</u> 444	<u>779</u> 390	Декабрь	<u>239</u> 92	<u>176</u> 71	<u>117</u> 55	<u>71</u> 17
Рассеянная солнечная радиация, H_d МДж/м ²									
Январь	105	105	71	55	Июль	230	239	281	260
Февраль	113	113	105	92	Август	197	197	210	210
Март	193	189	184	176	Сентябрь	147	147	134	126
Апрель	210	210	210	230	Октябрь	126	117	105	96
Май	251	251	251	272	Ноябрь	92	84	67	48
Июнь	230	210	247	268	Декабрь	84	63	50	34
Отраженная солнечная радиация, H_g МДж/м ²									
Январь	63	80	88	59	Июль	201	184	138	117
Февраль	80	130	138	113	Август	201	180	122	109
Март	101	147	197	230	Сентябрь	193	130	88	63
Апрель	134	126	105	147	Октябрь	109	88	46	46
Май	180	168	130	113	Ноябрь	63	50	59	50
Июнь	193	180	138	126	Декабрь	46	63	63	34

В осенне-зимний период прямая и рассеянная составляющие суммарной солнечной радиации равны между собой и составляют каждая 50 % от суммарной. В весенне-летний период начинает преобладать прямая составляющая, достигая мак-

симума в июне месяце (примерно 65 % от суммарной радиации).

Таблица 2. Годовой приход суммарной, прямой, рассеянной и отраженной солнечной радиации на горизонтальную поверхность (в числителе – при ясном небе, в знаменателе – при средних условиях облачности)

Годовая радиация, МДж/м ²	Широта, град. с.ш.			
	40	45	50	55
Суммарная	7621 6025	7108 5440	6578 4717	6064 4118
Прямая	6260 4098	5832 3507	5401 2803	4911 2554
Рассеянная	1978	1925	1915	1865
Отраженная	1563	1525	1311	1207

В табл. 3 представлены данные о приходе солнечной радиации, полученные нами и соответствующим образом обработанные для условий Акмолинской области, т. е. соответствующие примерно 51° с.ш. Проведенный анализ показывает, что реальные численные значения поступающей суммарной солнечной радиации практически соответствуют приходу суммарной солнечной радиации на горизонтальную поверхность при средних условиях облачности, согласно [3].

По данным актинометрических справочников трудно судить о солнечной радиации в течение суток в виду того, что измерения составляющих радиационного баланса производятся только 6 раз в сутки, поэтому были проведены экспериментальные исследования сезонного и суточного поступления составляющих солнечной радиации на 51° с.ш.

Экспериментальные исследования были проведены лабораторией «Нетрадиционных источников энергии» Казахского агротехнического университета, г. Астана.

Измерения радиационного баланса были проведены с использованием стандартных пиранометров. Один пиранометр находится на панели солнечной батареи, измеряет суммарную плотность солнечного излучения на наклонную поверхность (рис. 1). Второй пиранометр находится на мачте метеостанции и замеряет плотность солнечного излучения на горизонтальную поверхность.

Исследование сезонного поступления суммарной солнечной радиации для 2009 г. зафиксированы с интервалом 1 ч, для получения данных в течение суток.

Представлены экспериментальные графики зависимости изменения энергетической освещенности на горизонтальную поверхность для января, апреля, июля и октября месяца 2009 г. Построены кривые для 05, 15 и 25 числа месяца, для сравнения на графики нанесена кривая значения плотности солнечной радиации на горизонтальную поверхность, которая строится по многолетним актинометрическим наблюдениям из климатических справочников.

Таблица 3. Поступление солнечной радиации на горизонтальную поверхность (для Акмолинской области, 51° с.ш.), МДж/м²

Месяц	Вид радиации	Сумма				Среднее суточное
		за 1 декаду	за 2 декаду	за 3 декаду	за месяц	
Январь	Суммарная	33,4	44,6	64,4	142,4	4,61
	Прямая	6,54	17,3	25,8	49,6	1,60
	Рассеянная	26,9	27,3	38,6	92,8	2,99
Февраль	Суммарная	60,1	67,9	87,1	215,1	8,13
	Прямая	13,3	51,0	30,5	94,8	3,27
	Рассеянная	46,8	36,9	56,6	140,0	4,86
Март	Суммарная	135,0	141,0	120,0	395,5	12,70
	Прямая	64,9	57,0	28,2	148,0	4,80
	Рассеянная	69,9	83,5	91,9	245,0	7,90
Апрель	Суммарная	111,0	109,0	192,0	412,0	13,00
	Прямая	38,0	48,0	126,0	212,0	7,00
	Рассеянная	73,0	61,0	66,0	200,0	6,00
Май	Суммарная	203,0	236,0	239,0	678,0	21,90
	Прямая	130,0	152,0	125,0	407,0	13,10
	Рассеянная	73,0	84,0	114,0	272,0	8,80
Июнь	Суммарная	214,0	203,0	223,0	640,0	21,30
	Прямая	129,0	97,0	123,0	349,0	11,60
	Рассеянная	85,0	106,0	100,0	289,0	9,70
Июль	Суммарная	220,0	186,0	241,0	647,0	20,00
	Прямая	127,0	103,0	155,0	385,0	12,00
	Рассеянная	93,0	83,0	86,0	261,0	8,50
Август	Суммарная	178,0	191,0	187,0	556,0	17,90
	Прямая	103,0	121,0	103,0	306,0	9,90
	Рассеянная	75,0	70,0	84,0	249,0	8,00
Сентябрь	Суммарная	134,0	112,0	125,0	371,0	12,30
	Прямая	61,0	46,0	69,0	175,0	5,80
	Рассеянная	73,0	66,0	56,0	195,0	6,50
Октябрь	Суммарная	76,8	77,9	71,6	226,3	7,29
	Прямая	31,8	33,9	39,5	105,0	3,39
	Рассеянная	45,0	44,0	32,1	121,0	3,90
Ноябрь	Суммарная	47,0	51,7	39,3	138,0	4,60
	Прямая	14,2	18,7	10,7	43,7	1,46
	Рассеянная	32,8	33,0	28,6	94,3	3,14
Декабрь	Суммарная	25,8	33,4	42,0	101,2	3,26
	Прямая	2,5	7,5	15,6	25,7	0,83
	Рассеянная	23,3	25,9	26,4	75,3	2,43
Годовая		1438,1	1453	1631,4	4522,5	294,46



Рис. 1. Внешний вид лабораторной установки

Проанализируем интенсивность энергетической освещенности, полученную экспериментальным путем.

Максимальная суммарная плотность солнечного излучения в январе – 269 Вт/м² (рис. 2). Провалы графиков не наблюдаются. Экспериментальные данные плотности солнечного излучения превышают данные актинометрических наблюдений для 05.01.09 г. на 30 %, 15.01.09 г. – на 40 %, 25.01.09 г. – на 50 %.

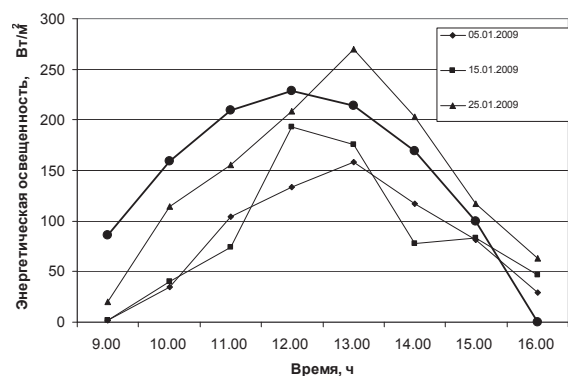


Рис. 2. Изменение значений плотности солнечного излучения на горизонтальную поверхность для января 2009 г.

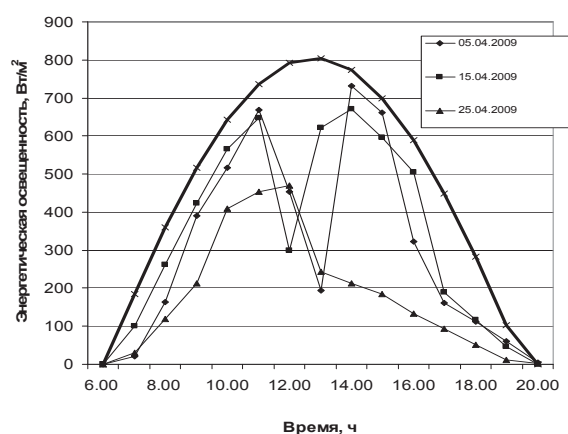


Рис. 3. Изменение значений плотности солнечного излучения на горизонтальную поверхность для апреля 2009 г.

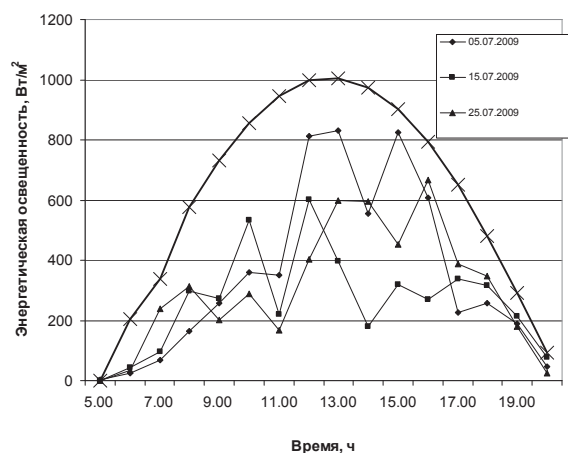


Рис. 4. Изменение значений плотности солнечного излучения на горизонтальную поверхность для июля 2009 г.

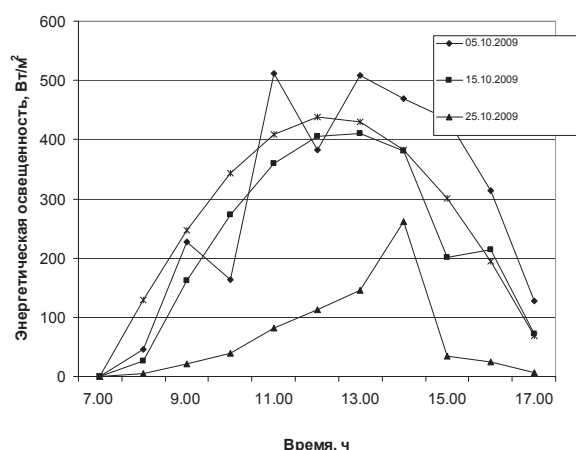


Рис. 5. Изменение значений плотности солнечного излучения на горизонтальную поверхность для октября 2009 г.

Максимальная суммарная плотность солнечного излучения в апреле — 710 Вт/м^2 (рис. 3). Наблюдаются провалы графика с 12 до 13 ч из-за облачности до 200 Вт/м^2 . В момент провалов графиков прямая составляющая солнечной радиации значительно уменьшается 05.04.09 г. на 60 %, для 15.04.09 г. — на 40 %, для 25.04.09 г. — на 50 %. В период с 6 до 8 часов экспериментальные данные прямой солнечной радиации по отношению к данным актинометрических наблюдений занижены на 50 %. Однако надо отметить, что с 9 до 12 ч дня плотность солнечного излучения увеличивается на 30 %. 25.04.09 г. плотность солнечного излучения после 12 ч дня падает на 50 %, а 5 и 15 июля увеличивается на 40 %. Это соответствует отсутствию прямой составляющей солнечной радиации, что приводит к значительному снижению производительности солнечных установок.

Максимальное значение плотности солнечного излучения в июле — 820 Вт/м^2 (рис. 4). Во все дни наблюдений в период с 5 до 12 ч плотность солнечного излучения уменьшается на 40...60 %, а 15.07.09 г. уменьшение продолжается до 17 ч. В остальные дни после 12 ч плотность солнечного

излучения превышает от 10 до 30 % по отношению к актинометрическим данным.

Для октября (рис. 5) максимальное значение энергетической освещенности составляет 511 Вт/м^2 . 05.10.09 г. наблюдается провал графика в 10 ч, но не ниже значения актинометрических наблюдений, с 11 до 18 ч превышает на 100 %, а 15.10.09 г. превышает на 70 %. 25.10.09 г. график занижен на 50 %, и только в 14.30 ч заметен подъем графика до значений актинометрических наблюдений.

Выводы

1. Исследовано сезонное поступление солнечной радиации на территории Северного Казахстана.
2. Установлено, что сезонные графики поступления солнечной радиации с учетом облачности показывают превышение относительно значений актинометрических наблюдений от 10 до 100 %.
3. В качестве исходных данных при выполнении гелиоэнергетических расчетов необходимо использовать актинометрические данные при средних условиях облачности, которые приводятся в метеорологических ежемесячниках.
4. Различие в поступающей солнечной радиации на горизонтальную поверхность при условиях облачности между Северным и Южным регионами достигает 20 %.
5. Происходит сезонное изменение состава солнечной радиации (в осенне-зимний период составляющая равна примерно рассеянной, и в весенне-летний период прямая радиация составляет до 65 % суммарной).
6. Разница между солнечной радиацией при различных условиях облачности увеличивается в соответствии с широтой с 13 до 28 %.
7. Экспериментальные графики дают более точную информацию о суммарной солнечной радиации в течение суток.
8. Сезонные графики, даже с учетом провалов графиков во время облачности, показывают превышение относительно значений актинометрических наблюдений от 10 до 100 %.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ресурсы и эффективность использования возобновляемых источников энергии в России / под общ. ред. П.П. Безруких. — СПб.: Наука, 2002. — 314 с.
2. Дроздов О.А. Васильев В.А., Кобышева Н.В. и др. Климатология. — Л.: Гидрометеоздат, 1989. — 365 с.
3. Тлеуова А.А. Определение потенциальных гелиоресурсов Акмолинской области // Сейфуллинские чтения-1: Тез. докл. Республ. научно-теор. конф. — Астана, 2005. — С. 36–39.

Поступила 20.01.2011 г.

УДК 624.15

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКОЙ ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ СОЗДАНИЯ БУРОНАБИВНЫХ СВАЙ

Н.Т. Зиновьев, В.И. Курец, Г.П. Филатов, А.Ю. Юшков

Томский политехнический университет

E-mail: ay-yushkov@mail.ru

Представлена модификация технологии создания электронабивных свай. Показано, что для повышения эффективности электрогидравлической установки необходимо использовать метод инициирования разряда, когда рабочий промежуток включается в зарядную цепь конденсаторной батареи генератора импульсов. Приведены основные параметры установки и результаты ее испытаний.

Ключевые слова:*Электрический разряд, свая, электрогидравлическая технология, импульс, жидкость.***Key words:***Electric discharge, pile, electro-hydraulic technology, pulse, liquid.*

Буронабивные сваи получили широкое применение в строительстве в условиях плотной застройки крупных городов, где использование более экономичных забивных свай ограничено из-за создаваемого при забивке динамического воздействия на расположенные рядом здания и сооружения. Недостаток полученных таким образом свай – слабое уплотнение грунта вокруг них, снижающее их несущую способность. Перспективным методом увеличения несущей способности буронабивных свай является применение электрогидравлической технологии [1, 2].

В Томском политехническом университете в течение ряда лет проводятся исследования процесса формирования буронабивных свай при помощи электрогидравлической технологии и поиск оптимальных технических решений его аппаратного оформления [3]. Сваи, изготовленные этим методом, получили название электронабивных свай.

Суть электрогидравлической технологии заключается в воздействии на бетонную смесь, закаченную в скважину, импульсных электрических разрядов, которые генерирует волны сжатия и импульсные давления, что позволяет формировать определенную геометрию свай и уплотнять грунт вокруг нее [2]. При изготовлении электронабивных свай практически сводятся к минимуму динамические воздействия на расположенные рядом фундаменты зданий, подземные сооружения, коммуникации. Сваи, изготовленные с применением такой технологии, обладают повышенной несущей способностью и лучшими экономическими показателями по сравнению со сваями изготовленными другими традиционными способами [1].

Известно [2, 3], что используемые в настоящее время установки для производства свай в основном обеспечивают электротепловой механизм пробоя рабочего промежутка. В этом случае за счет токов ионной проводимости происходит разогрев значительной области раствора между электродами. Затем образуется парогазовая среда, в которой формируется канал разряда. При этом большая часть

энергии импульса затрачивается на ее образование. Наличие потерь энергии на стадии формирования канала разряда оказывает отрицательное влияние на эффективность процесса в целом [4]. Для компенсации этих потерь приходится увеличивать энергию импульса, которая может достигать 25...60 кДж, при напряжениях 5...10 кВ.

Использование подобных уровней энергии приводит к сокращению срока службы электродных систем рабочего снаряда, в частности к разрушению изоляции электродов. Поэтому важной задачей является снижение потерь энергии на стадии формирования канала разряда, что позволяет уменьшить непроизводительные потери энергии импульса и, соответственно, снизить запасаемую в генераторе энергию. Для уменьшения таких потерь энергии используют различные методы инициирования разряда [5]. Но большинство применяемых методов усложняют электрическую или технологическую схемы установок, и их не всегда можно применить для обработки в скважинах цементного раствора.

Из всех доступных на практике методов инициирования разряда, которые могут использоваться при формировании свай, нами был выбран метод, когда осуществлялось включение рабочего промежутка в зарядную цепь конденсаторной батареи генератора импульсов. Такой метод инициирования основан на разогреве жидкости вблизи потенциального электрода перед подачей импульса, что сокращает время образования перегретой неустойчивости вблизи потенциального электрода и соответственно уменьшает потери энергии. Наиболее эффективно его применение при уровнях напряжения в импульсе 25...30 кВ. В работе были использованы две схемы подключения рабочего промежутка, представленные на рис. 1.

Схема на рис. 1, а, является традиционной, в ней разрядный промежуток отделен от конденсаторной батареи генератора импульсов разрядником. В схеме, показанной на рис. 1, б, рабочий промежуток включен в зарядную цепь конденсаторной батареи.

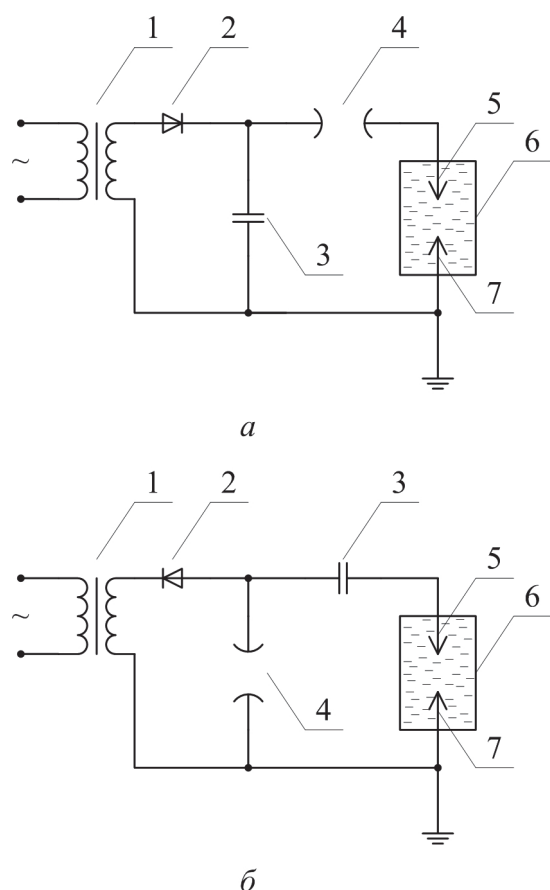


Рис. 1. Схемы подключения рабочего промежутка: а) без протекания зарядного тока, б) с протеканием зарядного тока (1 – высоковольтный трансформатор, 2 – выпрямитель, 3 – конденсаторная батарея, 4 – разрядник, 5 – высоковольтный электрод, 6 – рабочая камера, 7 – заземленный высоковольтный электрод)

В качестве источника импульсов в работе использован генератор импульсных токов с параметрами: $U_0=30$ кВ, $L=5$ мкГн, $C_0=1,2...3,0$ мкФ и частотой импульсов ~ 1 Гц. Использовалась система электродов «острие – плоскость». Рабочая камера, которая применялась в исследованиях, представляла металлический стакан с внутренним диаметром 280 мм, потенциальный электрод – стальной стержень диаметром 12 мм, который через проходной изолятор и изоляционную крышку вводился в рабочую камеру. Длина изолятора позволяла варьировать длину оголенной части потенциального электрода (оголенная часть составляла 10 мм). Длина рабочего промежутка между электродами варьировалась от 10 до 50 мм. В сериях опытов число импульсов равнялась $n=30$. Вероятность пробоя промежутка оценивалась по форме импульсов напряжения [4]. Эксперименты проводились при положительной полярности импульсов, подаваемых на потенциальный электрод. В качестве жидких сред в работе использовалась техническая вода с удельным электрическим сопротивлением $\rho \approx 6 \cdot 10^3$ Ом·см и цементный раствор с удельным сопротивлением $\rho \approx 4 \cdot 10^2$ Ом·см. Результаты оценки

вероятности пробоя рабочего промежутка представлены на рис. 2.

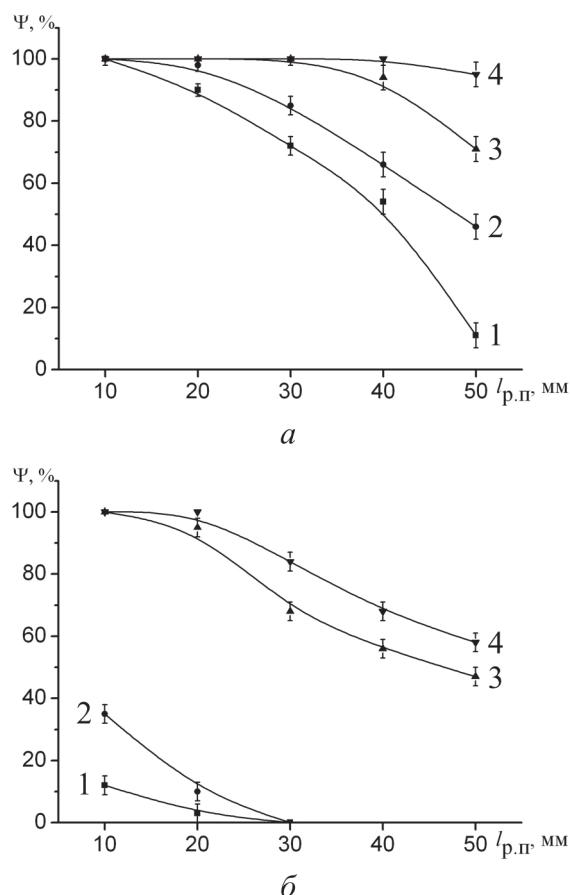


Рис. 2. Зависимость вероятности пробоя рабочего промежутка от его длины: а) техническая вода, б) цементный раствор (1 и 2 – схемы без протекания и с протеканием зарядного тока, соответственно, при энергии импульса 0,54 кДж; 3 и 4 – схемы без протекания и с протеканием зарядного тока, соответственно, при энергии импульса 1,35 кДж)

Как видно на рис. 2, вероятность пробоя рабочих промежутков увеличивается с использованием схемы с протеканием зарядного тока. До формирования импульса по рабочему промежутку течет ток:

$$i_s(t) = \frac{U_0}{R_0} e^{-\frac{t_s}{t_s - RC}},$$

где R_0 – сопротивление зарядного промежутка; U_0 – зарядное напряжения генератора; C – емкость конденсаторной батареи; t_s – время зарядки конденсаторной батареи.

Плотность тока вблизи потенциального электрода:

$$j_s(t) \approx \frac{U_0}{\pi r_s^2 R_0} e^{-\frac{t_s}{t_s - RC}},$$

где r_s – радиус потенциального электрода.

Если время создания перегретой неустойчивости будет достаточно мало ($t_{п.} \ll t_s$), то можно ожидать образования газовых пузырьков еще

до подачи импульса от генератора. Наличие пузырьков газа, сформировавшихся на потенциальном электроде, является инициирующим фактором при пробое рабочих промежутков. В случае, если при изменении зарядного тока и напряженности поля у потенциального электрода при зарядке конденсаторной батареи не успевают создаваться газовые пузырьки, то объем жидкости в области электрода имеет повышенную температуру и при подаче импульса условия для возникновения перегретой неустойчивости улучшаются.

Результаты работы показывают, что использование схемы, где рабочий промежуток включен в зарядную цепь конденсаторной батареи генератора импульсных токов снижает уровень потерь на стадии развития разряда на 20...30 % при обработке проводящих жидкостей. Предложенный метод инициирования разряда позволяет создать надежный рабочий орган для высоковольтных электрогидравлических установок, и его можно рекомендовать для применения практически во всех электроразрядных технологиях.

В результате исследований была создана опытно-промышленная установка HDVID 50, предназначенная для обработки мелкозернистой подвижной бетонной смеси буронабивных свай электрическими разрядами. Установка совместно разработана и изготовлена в Томском политехническом университете и Инженерно-строительном институте (г. Чанчунь, КНР). На рис. 3 показана установка до монтажа ее в контейнер.

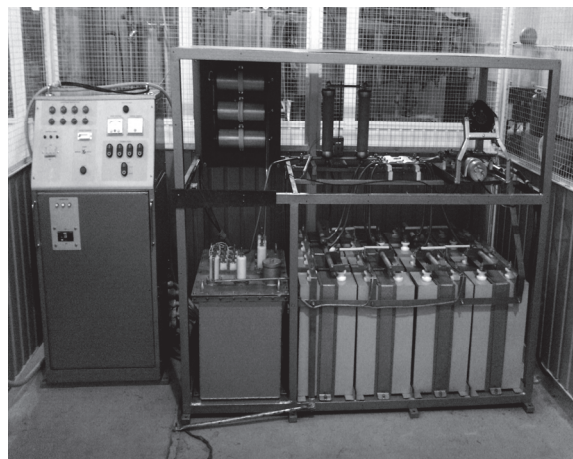


Рис. 3. Установка HDVID 50

В состав установки HDVID 50 входят генератор импульсных токов, зарядное устройство, коммутатор, пульт управления и рабочий снаряд.

Основные технические характеристики установки HDVID 50:

- энергия в импульсе — до 50 кДж;
- амплитуда импульса напряжения — 6...10 кВ;
- частота срабатывания — не более 0,2 имп./с;
- напряжение питающей сети — 380 В, 50 Гц;
- потребляемая мощность — 10 кВА;
- масса оборудования — не более 1500 кг.

В процессе испытания установки было решено использовать рабочее напряжение в 6...10 кВ, т. к. при применении напряжения 25...30 кВ резко повышаются технические требования кабельной линии, передающей импульс от генератора до рабочего снаряда.

На полигоне Инженерно-строительного института (г. Чанчунь, КНР) проведены испытания установки и отработана технология создания электронабивных свай. Были изготовлены опытные сваи длиной 3,0...5,0 м. Диаметр лидерной скважины составлял 150 мм. Обработка скважины выполнялась, как правило, с шагом 0,5 м. На каждом горизонте производилось от 5 до 15 разрядов. Количество разрядов определяют из требуемого радиуса камуфлетного уширения. Обработка скважины может осуществляться как снизу вверх, так и сверху вниз в зависимости от грунтовых условий. При формировании свай менялась энергия импульса и оценивалось понижение бетона в скважине после каждого разряда.

При создании электронабивных свай удалось в зоне обработки увеличить диаметр скважины приблизительно в 1,7...2,0 раза. На рис. 4 показано изменение сечения электронабивных свай.

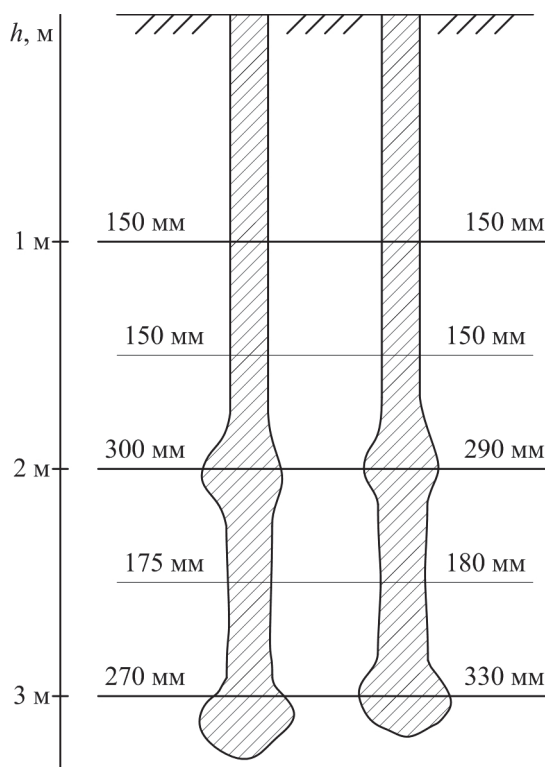


Рис. 4. Зависимость изменения сечения электронабивных свай от глубины

В результате формирования свай объемный вес грунта вокруг них увеличился в среднем на 15 %, т. е. произошло уплотнение грунта вокруг свай. Это привело к росту несущей способности свай.

Выводы

1. Предложен метод инициирования электрического разряда в проводящих средах, заключающийся во включении рабочего промежутка в зарядную цепь генератора импульсов.
2. Показано, что инициирование разряда при производстве электронабивных свай позволяет на

20...30 % уменьшить предпробивные потери энергии и, соответственно, уменьшить величину запасаемой энергии в генераторе импульсов.

3. Разработана технология производства электронабивных свай, и создана установка HDVID 50, которая прошла успешные испытания в г. Чанчунь (КНР).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Евдокимов В.С., Егоров А.Л., Борисенков В.И. Набивные сваи, изготовленные по электроимпульсной технологии // Проектирование и инженерные изыскания. – 1991. – № 2. – С. 17–19.
2. Балохин Б.В., Джантимиров Х.А. Новые электроразрядные технологии в геотехническом строительстве // Основания, фундаменты и механика грунтов. – 1998. – № 4–5. – С. 47–52.
3. Курец В.И., Юшков А.Ю. Производство набивных свай и анкеров с использованием электрических импульсных разрядов // Известия Томского политехнического университета. – 2006 – Т. 309. – № 2. – С. 76–79
4. Кривицкий Е.В. Динамика электровзрыва в жидкости. – Киев: Наукова думка, 1986. – 206 с.
5. Малюшевский П.П. Основы разрядно-импульсной технологии. – Киев: Наукова думка, 1983. – 272 с.

Поступила 22.03.2012 г.

УДК 004.9+621.317.3

ЦИФРОВОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МОЩНОСТИ СИГНАЛОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ НА БАЗЕ PXI-ПЛАТФОРМЫ

С.В. Силушкин, С.В. Муравьев, Ю.М. Фомичев, Е.Ю. Емельянова

Томский политехнический университет
E-mail: slavasv@mail.ru

Обсуждается реализация модульного измерителя электрической мощности сигналов сложной формы на базе модульной PXI-платформы, которая позволяет проводить измерение электрической мощности синусоидальных и несинусоидальных сигналов, т. е. проводить оценку качества электроэнергии. Предложены и реализованы структурная схема модульного измерителя мощности и решения по его программному обеспечению.

Ключевые слова:

Электрическая мощность, качество электроэнергии, PXI-платформа, цифровая обработка сигналов.

Key words:

Electric power, power quality, PXI Platform, digital signal processing.

Введение

Измерение мощности синусоидальных и несинусоидальных сигналов является актуальной задачей, т. к. способствует принятию правильных решений при формировании планов мероприятий по энергосбережению. Кроме коммерческих потерь в энергетических сетях имеются технологические потери, важной составляющей которых являются потери, связанные с неудовлетворительным качеством электроэнергии, к которым относят следующие ее показатели: отклонение напряжения, колебания напряжения, несинусоидальность напряжения, несимметрия напряжений, провал напряжения и др. [1–3]. Поэтому для правильного учета потребленной электрической энергии необходимо иметь приборы, регистрирующие показатели качества электроэнергии и, в частности, различные виды мощности соответствующих сигналов.

Обзор приборов анализа качества электроэнергии показывает, что в настоящее время выпускаются средства измерений, позволяющие проводить энергетические обследования в электрических сетях и системах электроснабжения и сочетающие в себе широкий спектр функциональных возможностей (проверка систем учета электроэнергии и регистрация графиков активной и реактивной мощностей, а также графиков изменения напряжения и др.).

До настоящего времени большая часть оборудования проектировалась под синусоидальные источники напряжения и линейные нагрузки таким образом, чтобы ток был синусоидальным. Вопросы определения неактивной мощности в несинусоидальных режимах до сих пор являются предметами полемики и дискуссий [4–6].

В статье обсуждается реализация модульного измерителя мощности с аналого-цифровым преоб-

разованием входных сигналов и последующей их цифровой обработкой.

1. Выбор метода измерения мощности

Общеизвестные подходы к определению мощности электрических сигналов, как правило, применимы только для строго синусоидальной формы сигнала. В отличие от классических методов цифровой метод, основанный на дискретизации сигнала по уровню и времени, позволяет рассчитывать мощность для любой формы сигнала. Если напряжение и электрический ток являются периодическими функциями времени с одинаковым периодом, то напряжение и электрический ток могут быть представлены посредством разложения в ряд Фурье. Активную P , полную S и реактивную Q мощности рассчитывают с учетом гармонических составляющих [7].

Следует заметить, что единого подхода к расчету реактивной мощности для несинусоидальных условий не существует, например, Международной электротехнической комиссией рекомендован один из подходов, описанный в [8]. В работах [9–11] обсуждается справедливость методов расчета реактивной мощности, однако разночтения в подходах не устранены до сих пор.

Из-за возможности различных трактовок понятия реактивной мощности до сих пор не существует общепринятого определения этого понятия. Поэтому при разработке цифрового измерителя мощности в данной работе было решено вычислять реактивную мощность в соответствии с наиболее распространенными определениями: по К. Будеану [12] и по С. Фризе [13].

2. Аппаратная реализация цифрового измерителя мощности

Современные устройства, предназначенные для измерения мощности, проектируются на базе микропроцессорных систем, в которых входные сигналы преобразуются в массивы мгновенных значений токов и напряжений, что позволяет реализо-

вать цифровые средства измерений мощности как при синусоидальных, так и несинусоидальных сигналах.

На данный момент промышленностью выпускаются различные цифровые средства измерений – вольтметры, амперметры, осциллографы – как в автономном, так и в модульном исполнении. Например, компания National Instruments (США) выпускает модули в стандарте PXI [14], которые можно использовать для создания систем измерения мощности на основе цифровой обработки сигналов.

На основе метода проектной компоновки была разработана структурная схема цифрового измерителя мощности ЦИМ-1.1 (далее – ЦИМ 1.1), рис. 1.

В состав ЦИМ-1.1 входят следующие блоки:

1. ИД – индуктивный делитель уменьшает входное напряжение U_0 до уровня U_1 для оцифровки.
2. Шунт или трансформатор тока (ТТ) – преобразует ток I_0 в напряжение U_2 , с соответствующим коэффициентом преобразования для последующей оцифровки.
3. PXI-1031 – модульная платформа компании National Instruments (США), в которой подключаемые модули соединяются между собой шиной PCI:
 - PXI-5124 – двухканальный цифровой осциллограф (Канал 0 и Канал 1), который может быть синхронизирован сигналом синхронизации (СС), подаваемым на вход внешней синхронизации «Триггер». Технические характеристики приведены в [15];
 - PXI-8331 – контроллер интерфейса с персональным компьютером через мост MXI-4, для управления модулями PXI;
 - ПК – персональный компьютер, на котором устанавливается программное обеспечение для управления модулями PXI и обработки результатов измерений.

На рис. 2 показан ЦИМ-1.1 в режиме работы с сигналами тока и напряжения, не имеющими искажений. В комплект ЦИМ-1.1 включены токовый



Рис. 1. Структурная схема цифрового измерителя мощности ЦИМ-1.1

шунт, индуктивный делитель ДИ-3 и модульная платформа PXI-1031 с цифровым осциллографом PXI-5124.

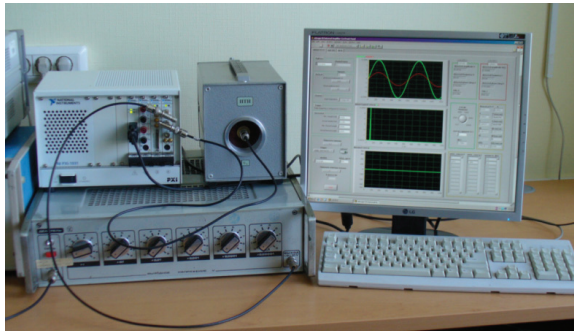


Рис. 2. ЦИМ 1.1 в комплектации с токовым шунтом и индуктивным делителем, модульной системой PXI и персональным компьютером

Алгоритм работы ЦИМ-1.1

Принцип работы ЦИМ описывается следующим алгоритмом:

1. На трансформатор тока (шунт) и индуктивный делитель подаются входные сигналы тока и напряжения соответственно, которые приводятся к стандартным уровням входных напряжений АЦП осциллографа PXI-5124. «Канал 0» осциллографа используется как канал измерения напряжения, а «Канал 1» – канал измерения тока.

2. Входные сигналы преобразуются в цифровой код при помощи двух независимых АЦП. При этом можно использовать как внешнюю, так и внутреннюю синхронизацию сигналов, или производить некогерентную выборку сигналов с последующей записью и обработкой.
3. Цифровые коды сигналов передаются при помощи контроллера интерфейса PXI-8331 и моста MXI-4 для дальнейшей обработки в персональный компьютер.
4. Обработка результатов измерений, полученных с аппаратной части ЦИМ-1.1, проводится в виртуальном приборе «Цифровой измеритель мощности», рис. 3.

3. Виртуальный прибор

«Цифровой измеритель мощности»

Программное обеспечение измерителя мощности ЦИМ-1.1 разработано в среде LabVIEW 2009 компании National Instruments [16] и выполнено в виде виртуального прибора, который позволяет формировать параметры проведения эксперимента, управления осциллографом PXI-5124, сохранения данных, проводить расчет мощностей по различным алгоритмам, а также графически представлять результаты эксперимента на экране монитора в реальном времени. На рис. 3 приведен внешний вид виртуального прибора «Цифровой измеритель мощности».

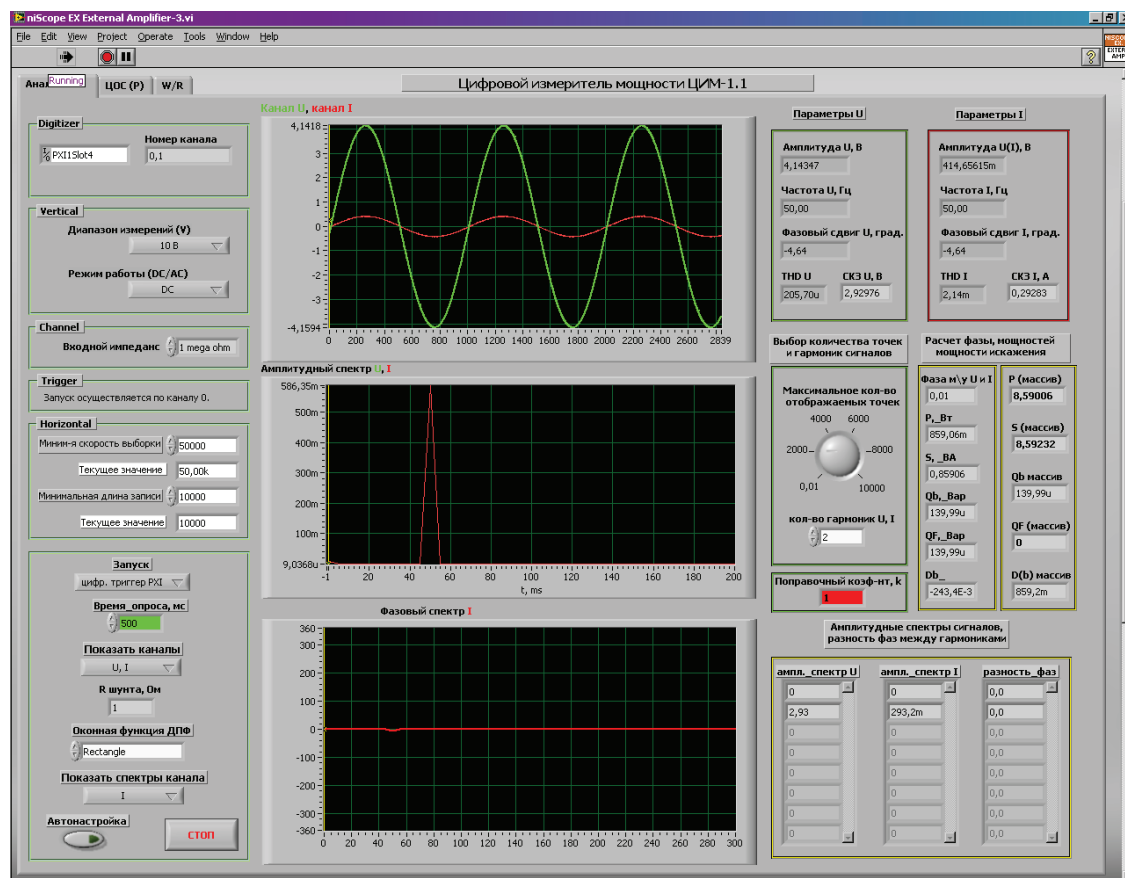


Рис. 3. Виртуальный прибор «Цифровой измеритель мощности». Исследуемые сигналы тока и напряжения без искажений

На рис. 3 показаны сигналы тока и напряжения, не имеющие высших гармоник. Разработанный виртуальный прибор может работать в трех режимах:

1. «Анализ U и I» — настройка и выбор измерительных каналов, измерение параметров сигналов тока и напряжения, визуализация полученных данных в окнах «Параметры U» и «Параметры I».
2. «ЦОС (P)» — цифровая обработка сигналов сложной формы и представление их в виде осциллограмм, проведение расчетов всех видов мощности.
3. «W/R» — запись и воспроизведение из базы данных результатов измерений, обработка некогерентной выборки сигналов, расчет мощностей и параметров сигналов.

Переход между режимами работы ЦИМ-1.1 осуществляется выбором соответствующей закладки: «Анализ U и I», «ЦОС (P)» и «W/R».

4. Экспериментальное исследование метрологических характеристик разработанного ваттметра

Разработанный цифровой измеритель мощности ЦИМ-1.1 позволяет измерять следующие параметры сигналов: амплитудные (действующие) значения тока и напряжения; фазовый сдвиг между током и напряжением; частоту гармонических сигналов; активную, реактивную и полную мощности как синусоидальных, так и несинусоидальных сигналов (дополнительно рассчитывается мощность искажения); коэффициент гармоник (коэффициент искажения синусоидальности кривой).

Измерение действующих значений напряжения

Исследовались погрешности измерения действующего значений напряжения, для чего был использован калибратор Fluke 5520A как источник входных сигналов напряжения в диапазоне частот от 0,020 до 50 кГц, а мультиметр Agilent 3458A — как рабочий эталон для измерения значений напряжения. Диапазон измеряемых напряжений $U_0=0,5...30$ В. Относительная погрешность измерений значений напряжения рассчитывается по формуле:

$$\delta = \frac{X_{\text{изм.}} - X_{\text{э.}}}{X_{\text{э.}}} \cdot 100 \%, \quad (1)$$

где $X_{\text{изм.}}$ — показания ЦИМ-1.1, В; $X_{\text{э.}}$ — показания мультиметра, В.

Результаты измерений представлены в табл. 1.

Таблица 1. Погрешность измерений значений напряжения в частотном диапазоне, %

Напряжение U_0 , В	Частота сигнала f , кГц							
	0,02	0,05	1	10	20	30	40	50
0,5	0,5	0,5	0,3	0,4	0,6	0,7	0,7	0,8
10	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,6	0,6	0,7
30	0,4	0,5	0,6	0,5	0,5	0,6	0,7	0,8

Результаты измерений, приведенные в табл. 1, показали, что погрешность измерений значений напряжений не превышает 1 %, т. е. не выходит за пределы установленных в технической документации на PXI-5124 [15].

Измерения значения тока, фазового сдвига между током и напряжением

В эксперименте определены погрешности измерений значений тока и фазового сдвига между током и напряжением. Как источник входных сигналов напряжения и тока, фазового сдвига в диапазоне частот от 0,045 до 10 кГц использован калибратор Fluke 5520A. Измерения значений фазовых сдвигов производились при помощи фазометра Ф2–34. Измеряемые значения тока 1 и 2 А. Относительная погрешность измерений значений тока рассчитывается по формуле (1), в которой: $X_{\text{изм.}}$ — показания ЦИМ-1.1, А; $X_{\text{э.}}$ — установленные значения тока на выходе калибратора, А.

Результаты измерений представлены в табл. 2.

Таблица 2. Погрешность измерений значений тока в частотном диапазоне, %

Ток I_0 , А	Частота сигнала f , кГц					
	0,045	0,060	1	3	5	10
1	0,5	0,5	0,7	0,6	0,7	0,8
2	0,4	0,4	0,6	0,5	0,6	0,7

Для измерения погрешности фазового сдвига устанавливались фазовые сдвиги между входным током и напряжением $\varphi=30^\circ$ и $\varphi=60^\circ$. Абсолютная погрешность измерений значений фазовых сдвигов рассчитывается по формуле:

$$\Delta\varphi = \varphi_{\text{изм.}} - \varphi_{\text{э.}}$$

где $\varphi_{\text{изм.}}$ — показания ЦИМ-1.1, град.; $\varphi_{\text{э.}}$ — установленные значения фазового угла на выходе калибратора, град.

Результаты измерений приведены в табл. 3.

Таблица 3. Погрешность измерений значений фазовых сдвигов в частотном диапазоне, град.

Значения фазового сдвига $\varphi_{\text{э.}}$, град.	Частота сигнала f , кГц					
	0,045	0,060	1	3	5	10
30	0,25	0,18	0,22	0,3	0,4	0,5
60	0,12	0,12	0,16	0,3	0,4	0,5

Результаты измерений действующих значений тока и фазовых сдвигов между током и напряжением показывают, что они не превышают допустимое значение основной погрешности PXI-5124 [15].

Измерение активной, реактивной и полной мощностей

В эксперименте определены погрешности измерений значений активной, реактивной и полной мощностей в диапазоне частот от 0,045 до 10 кГц.

В данном эксперименте калибратор Fluke 5520A использовался как источник входных сигналов на-

пряжения и тока, фазового сдвига в диапазоне частот от 45 Гц до 10 кГц. Диапазон измеряемых напряжений $U_0=0,5...30$ В. Измеряемые значения тока 1 и 2 А.

Результаты измерений представлены в табл. 4, 5 для фазовых сдвигов между сигналами тока и напряжения 0 и 45°.

Таблица 4. Результаты измерений мощности при фазовом сдвиге $\varphi=0^\circ$

$P=30$ Вт, $\varphi=0^\circ$						
f , Гц	50	60	400	1000	5000	10000
$P_{изм}$, Вт	29,99	29,98	29,98	29,96	29,94	29,99
δ_p , %	0,03	0,07	0,07	0,14	0,2	0,03
$P=60$ Вт, $\varphi=0^\circ$						
$P_{изм}$, Вт	60,10	60,10	60,10	60,10	59,90	60,00
δ_p , %	-0,17	-0,17	-0,17	-0,17	0,17	0,00

Таблица 5. Результаты измерений мощности при фазовом сдвиге $\varphi=45^\circ$

$S=60$ ВА, $\varphi=45^\circ$, $P=42,426$ Вт, $Q=42,426$ Вар						
f , Гц	50	60	400	1000	5000	10000
$P_{изм}$, Вт	42,19	42,22	42,4	42,36	42,1	42,0
δ_p , %	0,6	0,5	0,06	0,16	0,8	1,0
$S_{изм}$, ВА	60,0	60,0	60,0	60,0	60,0	60,1
δ_s , %	0	0	0	0	0	-0,17
$Q_{изм}$, Вар	43,17	43,17	43,17	43,17	43,17	43,17
δ_Q , %	-1,8	-1,8	-1,8	-1,8	-1,8	-1,8

Результаты экспериментов показывают, что измерения мощностей зависит от частоты сигналов и фазового сдвига между током и напряжением. Реактивная мощность имеет наибольшую погрешность до 1,8 %, в то время как максимальная погрешность измерений активной и полной мощностей не превышает 1 %.

Измерение активной, реактивной и полной мощностей несинусоидального сигнала

Схема эксперимента для измерения мощностей искаженного сигнала приведена на рис. 4.

Для измерения мощностей несинусоидального сигнала использовался калибратор Fluke 5520A, с выхода U которого берется основная гармоника входного сигнала U_1 , которая через фазовращатель с дополнительным фазовым сдвигом φ_1 (U'_1) подается на первый вход суммирующего усилителя. На второй вход суммирующего усилителя с выхода калибратора I задается соответствующая гармоника U_n . При помощи суммирующего усилителя формируется несинусоидальный сигнал U_Σ , который поступает на канал тока ЦИМ-1.1.

Амплитуда U'_1 измеряется мультиметром, а фазовый сдвиг φ_1 – фазометром. Измерения проводились при значениях силы тока 30 А.

В проведенном эксперименте использовались следующие значения: $U_1=3$ В; $U_n=300$ мВ; $A=10$ А/В; $\varphi=30^\circ$; $S_{расч.}=90,9$ ВА; $P_{расч.}=78,72$ Вт; $Q_{расч.}=45,45$ Вар.

Результаты измерений приведены в табл. 6.

Таблица 6. Результаты измерений мощности несинусоидального сигнала для основной частоты 50 Гц и значения относительной погрешности результатов измерений

Определяемые значения	Частота высшей гармоники тока, Гц			
	150	250	350	450
$S_{изм.}$	90,74	90,71	90,69	90,65
δ_s , %	0,17	0,21	0,23	0,28
$P_{изм.}$	78,28	78,10	78,05	78,02
δ_p , %	0,6	0,8	0,9	0,9
$Q_{изм.}$	45,28	45,18	45,21	45,19
δ_Q , %	0,4	0,6	0,5	0,6

Погрешность результатов измерений, приведенных в табл. 1, не превышает 1 %, что позволяет

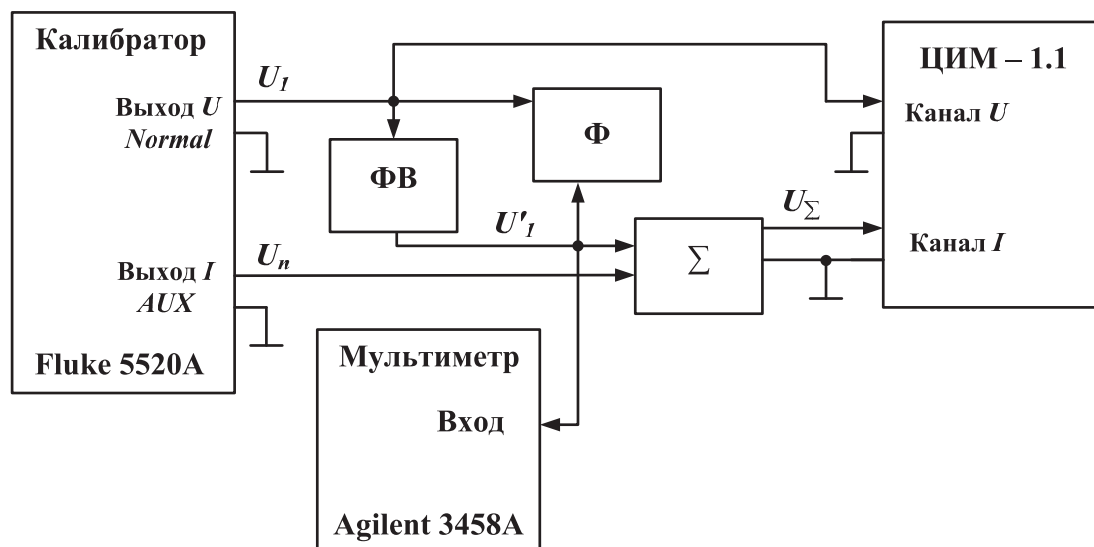


Рис. 5. Схема эксперимента для измерения активной, реактивной и полной мощностей несинусоидального сигнала: ФВ – фазовращатель; Ф – фазометр Ф2-34; Σ – суммирующий усилитель

сделать вывод о возможности использования разработанного измерителя мощности в случаях, когда измеряемые сигналы не являются синусоидальными.

Заключение

Предложена и аппаратно реализована структурная схема цифрового измерителя мощности ЦИМ-1.1, позволяющего определять амплитудное и действующее значения тока и напряжения; фазовый сдвиг между ними; частоту гармонических сигналов; активную, реактивную и полную мощности для синусоидальных и несинусоидальных сигналов (дополнительно рассчитывается мощность искажения), рассчитывать мощность, коэффициент искажения синусоидальности кривой.

Разработанный измеритель мощности имеет модульную структуру, поэтому его можно адаптировать к требованиям заказчика, а его параметры могут быть улучшены путем добавления новых мо-

дулей обработки сигналов в состав программного обеспечения или замены аппаратных модулей другими модулями с более высокими метрологическими характеристиками.

Экспериментально показано, что разработанный ЦИМ-1.1 обеспечивает измерение мощности сигналов в частотном диапазоне от 0,020 до 50 кГц с погрешностью до 1 % для активной и полной и до 2 % для реактивной мощностей.

Разработка цифрового измерителя мощности (ЦИМ) выполнена в рамках проекта «Прецизионные резистивные и индуктивные преобразователи с улучшенными характеристиками» (5 этап Государственного контракта № П487 от 13 мая 2010 г. по направлению «Создание электронной компонентной базы» в рамках мероприятия 1.2.1 «Проведение научных исследований научными группами под руководством докторов наук», мероприятия 1.2 «Проведение научных исследований научными группами под руководством докторов наук и кандидатов наук», направления 1 «Стимулирование закрепления молодежи в сфере науки, образования и высоких технологий» федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – Введ. с 1999-01-01. – М.: ИПК Изд-во стандартов, 1998. – 61 с.
- ГОСТ Р 8.655-2009. Государственная система обеспечения единства измерений. Средства измерений показателей качества электрической энергии. Общие технические требования. – Введ. с 2010-07-01. – М.: Стандартинформ, 2009. – 37 с.
- ГОСТ 23875-88. Качество электрической энергии. Термины и определения. – Введ. с 1989-07-01. – М.: ИПК Изд-во стандартов, 2005. – 27 с.
- Демирчян К.С. Разложение мгновенной мощности на составляющие // Известия РАН. Энергетика. – 1994. – № 5. – С. 5–8.
- Мельников Н.А. Реактивная мощность в электрических сетях. – М.: Энергия, 1975. – 128 с.
- Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components // IEEE Trans. on Ind. Appl. – 1984. – V. IA-20. – № 3. – P. 625–630.
- Безикович А.Я., Шапиро Е.З. Измерение мощности в звуковом диапазоне частот. – Л.: Энергия, 1980. – 168 с.
- IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronic Terms, Std 100–1977. – American National Standards Institute/Institute of Electrical and Electronics Engineers (ANSI/IEEE), 1977. – 882 p.
- Дрехслер Р. Измерение и оценка качества электроэнергии при несимметричной и нелинейной нагрузке. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 112 с.
- Баков Ю.В. Мощность переменного тока. – Иваново: Изд-во Ивановского гос. энергетического ун-та, 1999. – 252 с.
- Асанбаев Ю.А., Касаточкин А.А. Об определении составляющих мощности в несинусоидальных процессах // Известия НИИ постоянного тока. – 2002. – № 59. – С. 144–160.
- Budeanu C.I. Puissances reactives et fictives // Inst. Romain de l'Energie, Bucharest. – 1927. – Pub. № 2.
- Fryze S. Active, reactive and apparent power in circuits with non sinusoidal voltage and current // Przegl. Elektrotech. – 1931. – № 7. – P. 193–203; – № 8. – P. 225–234; 1932; – № 22. – P. 673–676.
- PXI Platform. 2012. URL: <http://www.ni.com/pxi> (дата обращения: 22.06.2012).
- NI PXI/PCI-5124 Specifications. 12-Bit 200 MS/s Digitizer. 2008. URL: <http://www.ni.com/pdf/manuals/371135h.pdf> (дата обращения: 22.06.2012).
- Тревис Дж. LabVIEW для всех. – М.: ДМК Пресс, 2004. – 544 с.

Поступила 07.09.2012 г.

УДК 681.5.08

ОПТИЧЕСКИЙ МЕТОД ДИАГНОСТИКИ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ НАРУШЕНИЙ ПОЛЫХ ТРУБЧАТЫХ ОРГАНОВ

С.В. Гюнтер, Г.Ц. Дамбаев*, В.Ф. Вотяков

НИИ медицинских материалов и имплантатов с памятью формы, г. Томск

*Сибирский государственный медицинский университет, г. Томск

E-mail: guntersv@inbox.ru

Рассмотрен метод ИК-оптической диагностики функциональных нарушений полых трубчатых органов. Разработана оптико-электронная система, реализующая этот метод. Приведены варианты конструкций оптико-электронных зондов, используемых в гастроэнтерологии, проктологии и урологии. Представлены результаты экспериментов по исследованию функциональных нарушений перистальтики пищевода.

Ключевые слова:

Оптический метод, оптико-электронная система, оптико-электронный зонд, перистальтика, функциональные нарушения, полые трубчатые органы, инфракрасное излучение.

Key words:

Optical method, optoelectronic system, electrooptical probe, peristalsis, functional disordering, hollow organs, infrared radiation.

Функциональные заболевания полых трубчатых органов, в частности, в гастроэнтерологии, проктологии и урологии относятся к расстройствам перистальтических функций последних. Определение перистальтики (волнообразное сокращение мышечных стенок полых трубчатых органов) чрезвычайно актуально при диагностике функциональных заболеваний в клинической практике.

В работе [1] рассмотрены основные методы, которые используются в современной медицине для регистрации дисфункции полых трубчатых органов. Однако в большинстве своём применяемые методики не дают однозначной информации о динамической работе исследуемого органа. Кроме того, известные методы диагностики характеризуются недостаточной степенью информативности и неоднозначностью выводов. Для повышения эффективности диагностических исследований функциональных нарушений полых трубчатых органов необходимо использование такого метода, который способен регистрировать перистальтику, устанавливая точный диагноз заболевания.

Современные технологии позволяют на высоком уровне решать проблему регистрации функциональных нарушений этих органов и разрабатывать методы, на основе которых можно создавать

высокоэффективные системы исследования и анализа данных.

Перспективным направлением в диагностике функциональных нарушений является оптический метод, для которого важны такие характеристики, как высокая чувствительность, помехозащищенность и быстроедействие [2, 3].

Оптический метод основан на анализе взаимодействия оптического излучения с объектом исследования. Измерительную информацию получают в соответствии с явлениями отражения, поглощения, рассеяния и пропускания.

Важной оптической характеристикой биообъекта является коэффициент отражения. Отражение обусловлено как скачком показателя преломления на границе биообъект–воздух, так и обратным рассеянием от глубинных слоев ткани.

На основе проведенных теоретических исследований было установлено, что при инфракрасном излучении в ближнем диапазоне длин волн наблюдается максимальный коэффициент отражения и, следовательно, наибольшая чувствительность к измеряемым параметрам перистальтики [4].

Для экспериментальных исследований были изготовлены оптико-электронные зонды (рис. 1, 2), состоящие из прозрачной силиконовой трубки, в рабочей части которой расположены от одной до пяти оптопар.

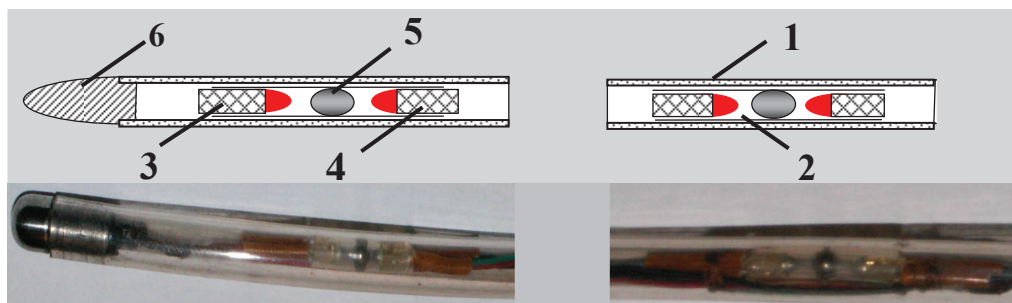


Рис. 1. Конструкция оптико-электронного зонда: 1, 2) силиконовые трубки зонда и оптопары; 3, 4) приёмник и источник ИК-излучения; 5) светорассеивающий шарик с матовым покрытием; 6) NiTi наконечник



Рис. 2. Виды оптико-электронных зондов

Каждая оптопара содержит 2 светодиода типа АЛ107Б с максимумом спектрального распределения излучения на длине волны $\lambda=960$ нм [5]. Один из светодиодов является источником, а другой — приёмником ИК-излучения. Между светодиодами располагается шарик с матовым покрытием, необходимый для равномерного рассеяния излучения падающего от источника. Количество оптопар в зонде напрямую зависит от числа информационных каналов диагностического комплекса.

Параметры каждого из зондов определены с учётом анатомических особенностей исследуемого органа. Материал внешней оболочки зонда не оказывает вредного воздействия на стенки исследуемого органа. В таблице приведены геометрические размеры оптико-электронных зондов и количество оптопар в зависимости от области применения.

Таблица. Геометрические размеры основных видов зондов

Тип зонда	Внешний диаметр зонда, мм	Рабочая длина зонда, мм	Количество оптопар
Проктологический (1)	10	300	5
Гастроэнтерологический (2)	7	300	5
Урологический 1 типа (3 а)	4	200	3
Урологический 2 типа (3 б)	3	200	1

На рис. 3 изображена структурная схема оптико-электронной системы для исследования функциональных нарушений полых трубчатых органов [6].

Устройство работает следующим образом. Зонд вводят в исследуемый орган желудочно-кишечного

тракта, например, пищевод. С помощью генератора положительных прямоугольных импульсов — 1 и излучателя — 3, возбуждают импульсное оптическое излучение инфракрасного диапазона, воздействующее на исследуемую область пищевода. Посредством приемника — 4 и согласующего усилителя — 5 преобразуют интенсивность отраженного от стенок пищевода импульсного светового потока в электрический сигнал, который через последовательно соединенные усилитель импульсного напряжения — 6 и демодулятор — 7 поступает на вход фильтра нижних частот — 8.

В отсутствии перистальтической волны сигнал на выходе фильтра нижних частот — 8 будет практически равен нулю. При прохождении перистальтической волны, стенки пищевода приходят в движение, вследствие чего происходит амплитудная модуляция отраженного импульсного светового потока. В этом случае, на выходе фильтра нижних частот — 8 появляется электрический сигнал, который через аналого-цифровой преобразователь передают для обработки и регистрации в компьютер.

Устройство управления — 10 выполнено на микроконтроллере, имеющем внутреннюю flash-память программ. Это позволило значительно снизить энергопотребление устройства, отказавшись от внешнего ПЗУ. Устройство — 10 управляет коммутатором и аналого-цифровым преобразователем — 9, а также передает оцифрованные сигналы в компьютер. Связь с компьютером осуществляется по интерфейсу RS-232. Это упростило схему гальванической развязки прибора и компьютера, необходимую для обеспечения безопасности использования прибора.

Программа выполняет цифровую фильтрацию сигналов, выделяя информативные составляющие, визуализирует данные в удобном для просмотра виде. Имеется возможность масштабирования изображения, сохранения данных исследования и информации о пациенте. По частоте следования электрических сигналов, их амплитуде и форме, характеризующих частоту следования сокращений исследуемого органа, а также скорость прохождения перистальтической волны, длительность и периодичность, судят о перистальтике исследуемого органа.

В качестве примера представлены диаграммы пациента, не имеющего функциональных нарушений полого органа, например, пищевода (рис. 4, а)

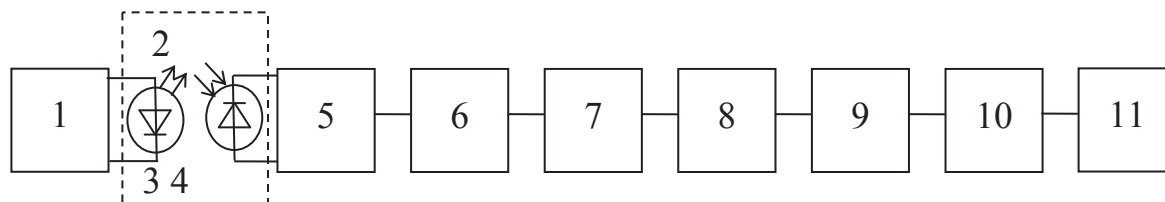
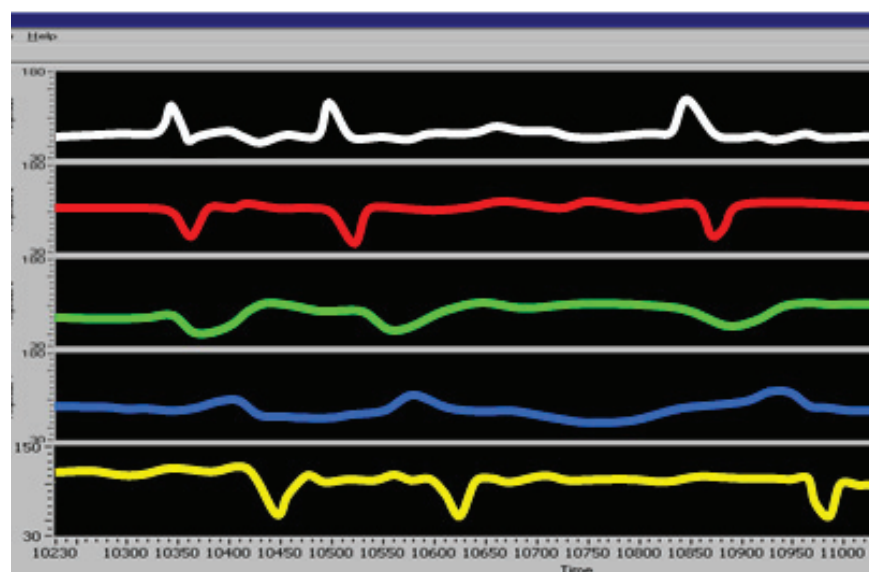
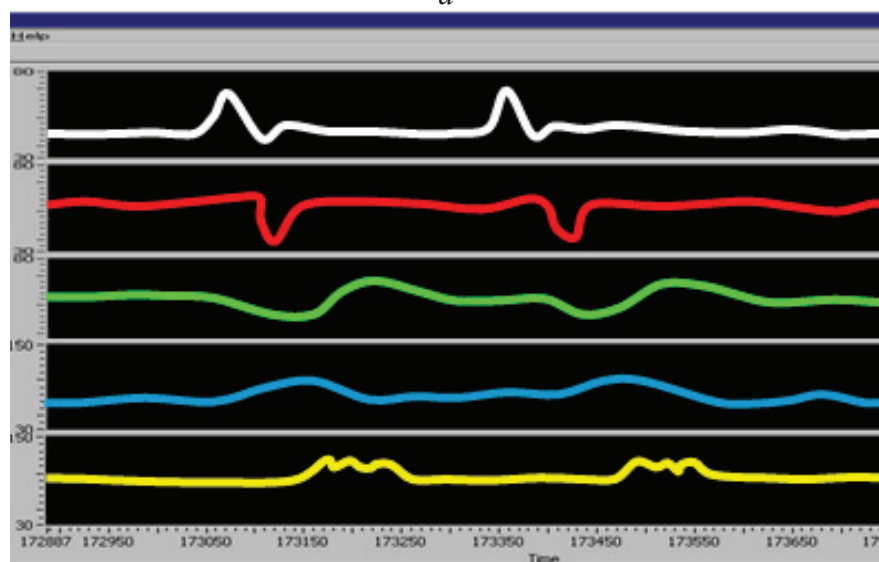


Рис. 3. Функциональная схема устройства: 1) генератор положительных прямоугольных импульсов; 2) инфракрасная опто-электронная пара; 3, 4) излучатель и приемник инфракрасного излучения; 5) согласующий усилитель; 6) усилитель импульсного напряжения; 7) демодулятор; 8) фильтр нижних частот; 9) аналого-цифровой преобразователь; 10) устройство управления; 11) компьютер



а



б

Рис. 4. Диаграммы перистальтической работы пищевода при диагностике пациента: а) норма; б) патология с заболеванием ахалазией кардии

и пациента, страдающего заболеванием ахалазия кардии (рис. 4, б).

Диаграммы были сняты по всей длине пищевода на пяти уровнях. Анализируя эти диаграммы можно сказать, что патология с заболеванием ахалазия кардии наблюдается на уровне кардиального сфинктера (5-я оптопара). Видно, что форма сигнала искажается, уменьшается амплитуда, увеличивается длительность (рис. 4, б).

Из диаграмм видно, что оптический метод позволяет регистрировать перистальтику пищевода на всем его протяжении. Это может быть эффективным дополнительным инструментом для регистрации таких патологий, как кардиоспазм и ахалазия кардии, кардиальная грыжа пищеводного отверстия диафрагмы, рефлюкс-эзофагит и др.

Оптический метод обеспечивает необходимые требования при диагностике функциональных нарушений полых органов и может быть широко использован в клинической практике.

Выводы

1. Рассмотрен оптический метод диагностики функциональных нарушений полых трубчатых органов человека. Разработана оптико-электронная система, реализующая метод.
2. Система позволяет с большой достоверностью выявлять нарушения перистальтики полых органов за счет импульсного режима работы открытых оптоэлектронных пар (датчиков-приемников ИК-излучения), поэтому исключается влияние дрейфа нуля и шумов усилительных устройств постоянного тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дамбаев Г.Ц., Вотяков В.Ф., Жуков В.К., Понтер С.В. Методы диагностики функциональных нарушений желудочно-кишечного тракта. – Томск: ООО НПП, 2005. – 40 с.
2. Ремизов А.Н. Медицинская и биологическая физика. 2-е изд., испр. – М.: Высшая школа, 1996. – 608 с.
3. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий. Справочник / под ред. В.В. Клюева. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1986. – Т. 1. – 488 с., ил.
4. Понтер С.В. Оптико-электронная система регистрации функциональных заболеваний пищевода: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2006. – 139 с.
5. Иванов В.И., Аксенов А.И., Юшин А.М. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 448 с.
6. Способ исследования моторной функции органов желудочно-кишечного тракта и устройство для его осуществления: пат. 2307583 Рос. Федерация. № 2006100397/ 22; заявл. 10.01.06; опубл. 10.06.06, Бюл. № 28. – 4 с.: ил.

Поступила 07.10.2011 г.

Наши юбиляры

ПРОФЕССОРУ В.С. ЛОГИНОВУ – 70 ЛЕТ



Исполнилось 70 лет со дня рождения и 47 лет инженерной и научно-педагогической деятельности доктора физико-математических наук, профессора Томского политехнического университета Владимира Степановича Логинова.

В.С. Логинов родился в 1942 г. в г. Лениногорске Восточно-Казахстанской области. В 1960 г. окончил среднюю школу с серебряной медалью и поступил в Томский политехнический институт на теплоэнергетический факультет в группу рабочих студентов, одновременно работая прессовщиком на ГПЗ-5.

С этого времени Владимир Степанович навсегда связал свою жизнь с ТПИ. После окончания института в 1965 г. В.С. Логинов был принят на работу в качестве ассистента кафедры теоретической и промышленной теплотехники ТЭФ ТПИ, затем работал инженером на этой же кафедре. Окончив в 1971 г. аспирантуру, Владимир Степанович сразу вошел в когорту сотрудников института, занимаю-

щихся вопросами теплообмена. В 1973 г. В.С. Логинов защитил кандидатскую диссертацию.

С большой теплотой Владимир Степанович вспоминает своих учителей, которые встречались на его пути и оставили свой след в его жизни. Это мама Наталья Тихоновна, которая вышла из бедной крестьянской семьи, после рабфака в г. Москве сумела окончить Московский государственный педагогический институт им. Н.К. Крупской; профессор, зав. кафедрой теоретической и общей теплотехники, д.т.н. Г.И. Фукс – первый руководитель по аспирантской подготовке; Заслуженный деятель науки России, профессор, д.т.н. В.В. Иванов; Заслуженный деятель науки России, профессор, д.т.н. И.К. Лебедев; профессор, д.т.н. А.Р. Дорохов и другие.

Особую роль в становлении Владимира Степановича как ученого оказал коллектив, работающий под руководством профессора, д.т.н. В.Л. Чахлова над созданием малогабаритных бетатронов. В этом

коллективе определились окончательно темы его будущих кандидатской и докторской диссертаций, которые были посвящены разработке приближенных методов теплового расчета активных элементов электрофизических установок. Докторская диссертация была успешно защищена в 2003 г.

В научных кругах нашей страны В.С. Логинова знают как видного ученого в области теплообмена электрофизических установок. Он имеет более 150 опубликованных научных работ. Им разработаны методы расчета температурных режимов электромагнитов малогабаритных бетатронов, специализированных источников питания и т. д., что позволило довести опытные разработки до внедрения в промышленность и реализовать их за рубежом (в США, Великобритании и т. д.).

В.С. Логинов – участник ВДНХ СССР. В 1973, 1977, 1986 гг. в коллективе авторов был награжден как разработчик малогабаритных бетатронов бронзовой медалью ВДНХ.

В период с 1993 по 1996 гг. Владимир Степанович возглавлял факультет дополнительной профессиональной подготовки ТПУ.

С 2001 по 2006 гг. Владимир Степанович заведовал кафедрой теплофизики и гидромеханики ТПУ. За этот период на кафедре были защищены одна докторская и пять кандидатских диссертаций. В настоящее время В.С. Логинов – профессор кафедры теоретической и промышленной теплотехники.

Во всех видах деятельности В.С. Логинова чувствуется любовь к профессии. Эта любовь проявляется и сегодня при подготовке инженеров-теплотехников, бакалавров, магистров, аспирантов. Скромный, отзывчивый, он всегда очень требовательно относится к себе и другим.

У Владимира Степановича Логинова прекрасная семья. Жена Ирина Федоровна окончила медицинский институт в 1967 г., врач высшей категории.

Сын Владимир Владимирович окончил факультет журналистики Томского государственного университета. В настоящее время работает главным

редактором газеты «Комсомольская правда» (г. Новосибирск).

Дочь Наталья Владимировна окончила геолого-разведочный факультет ТПИ, затем экономический факультет ТПУ. В настоящее время работает экономистом на одном из предприятий г. Томска.

Хобби Владимира Степановича – шахматы. Он долгое время был бессменным капитаном шахматной команды ТЭФ, не раз занимавшей призовые места на состязаниях различного уровня. И сейчас охотно выступает за коллектив ЭНИН, коллеги считают за честь выиграть одну-две партии у «Степаныча».

Под руководством Владимира Степановича защитили кандидатские диссертации 5 человек, а в настоящее время он руководитель аспирантской подготовки трёх аспирантов.

Логинов В.С. является бессменным членом методического Совета ТПУ, проводит большую учебно-методическую работу. За последние пять лет у него опубликовано 5 учебных пособий и 2 монографии, посвященные проблемам теплообмена (одна монография написана в соавторстве с доцентом кафедры ТПТ ТПУ Юхновым В.Е. и одно пособие – с доцентом Крайновым А.В. и ассистентом кафедры Феоктистовым Д.В.).

В 2010 г. одно пособие представлено на Российский конкурс и награждено дипломом Российской академии естествознания «Золотая кафедра».

В Томском политехническом университете и за его пределами В.С. Логинов известен как блестящий лектор, и его деятельность в этом качестве всегда высоко оценивается как студентами, так и коллегами-преподавателями.

В.С. Логинов на протяжении всего времени поддерживает тесную связь с промышленными предприятиями г. Томска, г. Северска по вопросам обеспечения надежности технологических процессов и энергосбережения, а также с Институтом теплофизики СО РАН г. Новосибирска для подготовки научных кадров.

ПРОФЕССОРУ О.П. МУРАВЛЕВУ – 75 ЛЕТ



Олег Павлович Муравлев родился 9 октября 1937 г. в г. Томске. После окончания школы в 1955 г. он поступил в Томский политехнический институт на электромеханический факультет и закончил его с отличием по специальности «Электрические машины». Далее весь его жизненный путь связан с ТПИ (ТПУ), который стал ему родным. Он известен как учёный, который своей многолетней научно-технической и педагогической деятельностью внёс существенный вклад в развитие электромеханики.

На кафедре электрических машин и аппаратов факультета автоматики и электромеханики Олег Павлович прошёл путь от ассистента до заведующего кафедрой. После окончания института он был оставлен работать на кафедре ассистентом. В 1964 г. Олег Павлович поступил в аспирантуру и в 1966 г. досрочно защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование влияния точностных характеристик техпроцесса на качество и надёжность асинхронных электродвигателей». Работа была выполнена под руководством профессора Э.К. Стрельбицкого.

В 1970–1987 гг. Олег Павлович Муравлев был деканом факультета повышения квалификации дипломированных инженеров Министерства электротехнической промышленности СССР при ТПИ, а с 1987 г. — директором Межотраслевого института повышения квалификации и переподготовки кадров при ТПИ. Он участвовал в создании института, формировании его кадров.

В это же время Олег Павлович принимал активное участие в общественной жизни университета и факультета. Он был членом Учёного Совета уни-

верситета, членом ректората и методического совета, участвовал в работе профсоюзного и партийного бюро электромеханического факультета.

В 1986 г. Олег Павлович успешно защитил докторскую диссертацию на тему «Научные основы обеспечения качества при проектировании и изготовлении низковольтных асинхронных двигателей» в Уральском политехническом институте, г. Свердловск. Большой вклад в становление профессора О.П. Муравлева как ученого внёс профессор, зав. кафедрой электрических машин и аппаратов Г.А. Сипайлов. К этому времени подготовка аспирантов стала неотъемлемой частью деятельности Олега Павловича. В 1989 г. он получает звание профессора по специальности «Электрические машины». Олег Павлович достойно представляет ТПУ на научных конференциях всесоюзного и международного масштаба, привлекает к этой деятельности своих учеников, даёт научную оценку достигнутым результатам и ставит новые задачи. На протяжении всего периода научной деятельности Олег Павлович плодотворно сотрудничает с организациями и предприятиями электротехнической промышленности, в том числе с заводом и СКБ «Сиб-электромотор», НПЦ «Полус» и др. Главным результатом своей деятельности он считает своих многочисленных учеников, которые работают в высших учебных заведениях и на предприятиях электротехнической промышленности.

Научная деятельность Олега Павловича связана с управлением надёжностью и качеством при проектировании, изготовлении и эксплуатации электрических машин. Разработаны теория точности электрических машин, научная основа и методоло-

гия обеспечения и повышения качества электрических машин на всех стадиях от разработки до эксплуатации. Результаты этих исследований реализованы в серийных образцах электрических машин и используются в проектных организациях, на заводах при изготовлении и в процессе эксплуатации. В последнее время круг его научных интересов существенно расширился и связан с перспективными направлениями развития — энергосбережение, диагностика и мониторинг, исследование эксплуатационной надёжности электрических машин и разработка современной системы ремонта на основе технического состояния.

С 1992 по 2000 гг. профессор Олег Павлович Муравлев являлся заведующим кафедрой электрических машин и аппаратов факультета автоматики и электромеханики. На долю Олега Павловича выпало непростое время перестройки в системе высшего образования. В эти годы начинаются коренные преобразования основных учебных курсов электромеханики, полное переоснащение лабораторной базы кафедры, внедрение компьютерных технологий в процессы обучения.

Олег Павлович имеет свыше 270 научных и учебно-методических публикаций в отечественных и зарубежных изданиях, 4 монографии, 7 авторских свидетельств и патентов. Под его руководством подготовлено и защищено 34 кандидатских и 1 докторская диссертация. С момента организации диссертационного совета по защите кандидатских диссертаций по электромеханике (1977 г.) он активно участвует в его работе, а с 1992 г. является председателем диссертационного совета.

Его труд неоднократно отмечался: в 2010 г. присвоено звание Заслуженного профессора ТПУ. Почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации (2001). Награжден медалями: «За освоение целинных и залежных земель» (1957), «За доблестный труд в ознаменование 100-летия со дня рождения В.И. Ленина» (1970), «За участие в развитии Томского политехнического университета» I степени (2011) и II степени (2006), серебряной медалью «За заслуги перед Томским политехническим университетом» (1998), медалью им. С.П. Королева (2006), юбилейными медалями «100 лет со дня открытия Томского политехнического университета (1900–2000 гг.)», «50 лет факультету автоматики и электромеханики Томского политехнического университета (1951–2001 гг.)», почетными грамотами ТПУ и общественных организаций.

В настоящее время Олег Павлович Муравлев — профессор кафедры электромеханические комплексы и материалы Энергетического института ТПУ, продолжает активно работать с докторантами, аспирантами, магистрантами и студентами. Они высоко ценят общение с ним. Его советы и консультации всегда своевременны и полезны. В личности Олега Павловича Муравлева отражены высокие человеческие достоинства. Это доброжелательность, внимательность, требовательность, целеустремлённость, эрудиция. Это человек, обладающий высоким созидательным потенциалом.

По случаю юбилея коллеги, друзья, ученики желают ему крепкого здоровья, новых достижений в творческом труде и всех благ.

ПРОФЕССОРУ В.К. ЖУКОВУ – 75 ЛЕТ



Владимир Константинович Жуков родился 9 октября 1937 г. в рабочем поселке Мундыбаш Кузнецовского района Кемеровской области.

В 1955 г. окончил среднюю школу в пос. Шалым (Горная Шория в Кемеровской области). Участь в старших классах средней школы, увлекся радиолюбительством, поэтому, вполне естественно, при определении направления профессионального обучения выбор пал на радиотехнический факультет Томского политехнического института, в который он и поступил в 1955 г.

В 1960 г. окончил с отличием радиотехнический факультет ТПИ по специальности «Электронные приборы» и по распределению был оставлен в должности ассистента на кафедре электроизмерительной техники, позднее переименованной в кафедру информационно-измерительной техники.

С 1962 по 1965 гг. обучался в аспирантуре ТПИ под руководством доцента Лешенко И.Г. Кандидатскую диссертацию на тему «Контроль размеров протяженных изделий методом вихревых токов» защитил в 1967 г.

С 1965 г. — старший преподаватель, в ноябре 1969 г. утвержден в ученом звании доцента по кафедре информационно-измерительной техники.

Докторскую диссертацию «Вихрековые преобразователи с переменной геометрией поля возбуждения» защитил в 1986 г.

В периоды 1967–1971 гг. и 1986–2006 гг. работал заведующим кафедрой Информационно-измерительной техники. С 1986 по 2002 гг. был деканом Электрофизического факультета, работал в должности заведующего отделом электромагнитных и акустических методов неразрушающего контроля НИИ Интроскопии с 1976 по 1986 гг.

Жуков В.К. является ведущим специалистом в области приборостроения. Им разработаны физические и математические основы теории вихревых преобразователей с переменной геометрией поля возбуждения, которые нашли широкое применение в технических средствах электромагнитного неразрушающего контроля. На основе предложенных и всесторонне исследованных преобразователей с переменной геометрией поля возбуждения в НИИ Интроскопии (г. Томск) разработан ряд приборов, в числе которых шесть базовых конструкции электромагнитных дефектоскопов, предназначенных для контроля протяженных изделий в виде проволоки, прутков и труб в технологическом потоке их производства, и две базовых конструкции металлообнаружителей специального назначения.

Дефектоскопы и металлообнаружители были разработаны по заказу машиностроительных и металлургических предприятий городов Новокузнецка, Томска, Челябинска, Москвы и Нижнего Новгорода. В частности, на Челябинском трубопрокатном заводе технологические линии производства водогазопроводных труб в 80-х гг. были оснащены электромагнитными дефектоскопами, изготовленными в НИИ Интроскопии под руководством и при непосредственном участии Владимира Константиновича. По его инициативе Жукова В.К. в НИИ Интроскопии в 1969 г. была создана лаборатория Электромагнитной дефектоскопии, которая под его руководством развилась до отдела электромагнитных и акустических методов неразрушающего контроля, структурно и организационно в составе 6 лабораторий оформленного соответствующими приказами в 1980 г.

Жуковым В.К. опубликовано 196 научных трудов, в числе которых 69 авторских свидетельств на изобретения, монография «Использование нестационарных по направлению магнитных полей для идентификации электропроводящих объектов» (в соавторстве с Гольдштейном А.Е., для студентов университета – учебное пособие «Электромагнитная и магнитная дефектоскопия», учебное пособие с грифом УМО «Измерительная техника» (в соавторстве с Винокуровым Б.Б. и Нестеровым А.М.), учебное пособие «Теория погрешности технических измерений, учебное пособие «Теоретические основы информационных и измерительных технологий».

Под руководством Жукова В.К. подготовлено 19 кандидатов технических наук и 1 доктор технических наук, он 20 лет был председателем совета по защитах докторских и кандидатских диссертаций Д 212.269.09 в Томском политехническом университете, научным руководителем отдела электромагнитных и акустических методов контроля в НИИ Интроскопии. В 1994–1998 гг. был научным руководителем регионального Западно-Сибирского раздела научно-технической программы Госкомитета по Высшему образованию «Конверсия и высокие технологии». В 1995 г. избран действительным членом Академии Инженерных наук, в 2000 году – действительным членом Международной Академии наук Высшей школы (МАН ВШ), в 1996 г. Указом президента ему присвоено почётное звание «Заслуженный деятель науки Российской Федерации».

Владимир Константинович постоянно совмещал научную деятельность с педагогической работой на кафедре Информационно-измерительной техники, выполняя учебные поручения, требующие высокой квалификации: чтение лекций для студентов, руководство аспирантами, участие в работе Государственных аттестационных комиссий. В 1987 г. ему присвоено учёное звание профессора по кафедре Информационно-измерительной техники. Преподавал учебные дисциплины: «Автоматические измерительные приборы», «Цифровые измерительные приборы», «Приборы и методы неразрушающего контроля», «Теория погрешностей», «Общая теория измерений», «Математическая обработка результатов измерения», «Неопределённость измерения и контроля».

Работая на кафедре, Владимир Константинович придавал большое значение интеграции учебного процесса и научных исследований. В рамках такой интеграции по его инициативе в ТПИ в 1986 г. было создано учебно-научное объединение «Мера» в составе кафедры Информационно-

измерительной техники и отдела Электромагнитных и акустических методов неразрушающего контроля НИИ Интроскопии. За заслуги в области образования ему в 2000 г. присвоено звание «Почётный работник Высшего профессионального образования».

Будучи деканом электрофизического факультета ТПУ Жуков В.К. проявлял инициативу и новаторство: он первым в университете, начиная с 1990 г., стал широко внедрять довузовскую профориентационную работу среди школьников прилегающих к Томску регионов в форме школьно-подготовительных факультетов и инженерно-технических центров, первым в университете стал внедрять платные образовательные услуги, в числе первых внедрил технологию рейтингового контроля текущих знаний студентов, стал практиковать сдачу в аренду свободных площадей в общежитиях факультета, привлекая тем самым средства для обеспечения учебного процесса, так необходимые в период перестройки. Им было организовано государственное малое предприятие «Электрофизический факультет», содействовавшее мобилизации усилий преподавателей и студентов на привлечение внебюджетных средств для развития факультета.

За годы работы в университете был секретарём партбюро факультета Автоматики и вычислительной техники, секретарём партбюро НИИ Интроскопии, 6 лет был членом парткома университета. Трудовая деятельность Жукова В.К. отмечена в 2000 г. серебряной медалью университета «За заслуги перед Томским политехническим университетом», в 2001 г. занесён в книгу «Сибирь в лицах», посвящённую десятилетию ассоциации «Сибирское соглашение», в декабре 2002 г. он избран «Заслуженным профессором Томского политехнического университета».

Награды: Медали: «За доблестный труд. В ознаменование 100-летия со дня рождения В.И. Ленина», «Ветеран труда», «За заслуги перед городом» (2004 г.), «За заслуги перед Томским политехническим университетом, 2 степени» (2006 г.), «За участие в развитии Томского политехнического университета, 1 степени», «100 лет со дня открытия Томского политехнического университета» (2006 г.), Почётный знак ЦК ВЛКСМ «За освоение целинных земель», Заслуженный деятель науки РФ (2006 г.), Почётный работник высшего профессионального образования (2000 г.), Заслуженный профессор ТПУ (2002 г.), действительный чл. Международной АН Высшей школы (2000 г.), действительный член Инженерной Академии наук (1995 г.).

ПРОФЕССОРУ А.А. ДУЛЬЗОНУ – 75 ЛЕТ



Альфред Андреевич Дульзон родился 31 июля 1937 г. в г. Саратове. В 1954 г. окончил с золотой медалью среднюю школу № 43 в г. Томске и в 1960 г. с отличием окончил Томский политехнический институт по специальности «Электрические системы и сети». Вся трудовая биография профессора А.А. Дульзона в течение 47 лет связана с Томским политехническим университетом. Ассистент (1960–1962), старший преподаватель (1962–1963), аспирант (1963–1966), доцент, заведующий кафедрой техники высоких напряжений (1967–1974), зам. директора, потом директор НИИ высоких напряжений при ТПУ (1974–1993), первый проректор ТПУ (1993–2000), профессор кафедры международного менеджмента и руководитель представительства ТПУ при университете г. Карлсруэ (ФРГ) – (2000 г. – по настоящее время), профессор кафедры организации и технологии высшего профессионального образования Института социально-гуманитарных технологий ТПУ (с 2009 г., по совместительству).

Неоднократно проходил повышение квалификации в рамках семинаров и стажировок в ведущих мировых научных и отраслевых промышленных центрах России, Германии, Великобритании и других стран. Окончил вечерний Университет марксизма-ленинизма Томского горкома КПСС (1973–1976). В 1966 г. защитил кандидатскую диссертацию, а в 1993 г. – докторскую.

Научная деятельность А.А. Дульзона связана с исследованиями и разработками в области созданной в ТПУ технологии электроимпульсного разрушения твердых тел, с разработкой высоковольтных импульсных устройств оборонного на-

значения, а также с исследованиями в области грозовой деятельности, физики разряда молнии и молниезащиты энергетических объектов. На посту заместителя директора НИИ ВН он руководил проектами по созданию установок для бурения скважин большого диаметра (до 1 м и более) с помощью импульсных электрических разрядов, установок по разрушению композитных материалов. Коллектив организованной А.А. Дульзоном лаборатории молниезащиты, которой он руководил в течение 20 лет, провел многолетние полевые измерения интенсивности грозовой деятельности с помощью сети счетчиков молний, разработанных в лаборатории, создал нормативные карты грозовой деятельности для большинства энергосистем Западной Сибири и Казахстана. Детальный анализ надежности молниезащиты линий электропередачи 6...500 кВ ряда энергосистем Сибири и Казахстана позволил не только уточнить действие ряда факторов, влияющих на надежность линий, но и предложить конкретные мероприятия по ее повышению.

В последние годы Альфред Андреевич переключился на изучение вопросов управления высшим образованием, проблем прикладной этики, управления персоналом. Им опубликовано около 250 научных трудов, в том числе 19 монографий, учебников и учебных пособий и 17 авторских свидетельств на изобретения и патентов. Им подготовлено два доктора и 17 кандидатов наук. Международной известностью пользуются его ученики В.А. Раков – профессор Флоридского университета (США), один из ведущих специалистов мира в области изучения молнии, и В.П. Горбатенко –

доктор географических наук, заведующая кафедрой метеорологии ТГУ.

А.А. Дульзон на высоком методическом уровне читает лекции студентам, а также слушателям программы «Мастер делового администрирования» и Президентской программы подготовки руководящих кадров для народного хозяйства; по курсам: «Управление человеческими ресурсами», «Организационное поведение», «Разработка управленческих решений», «Управление проектами», «Прикладная этика», «Управление рисками», «Трансфер технологий». Периодически он также проводит занятия с работниками администраций Томской области и районов по управлению проектами, управлению персоналом и прикладной этике.

А.А. Дульзон активно способствует развитию международных связей ТПУ. Под его руководством и с его непосредственным участием выполнялся и выполняется целый ряд международных проектов и грантов по программам ТЕМПУС и ТАСИС, по грантам НАТО, ENBF и DFG. В академических и научных обменах с университетом г. Карлсруэ за последние 20 лет приняло участие более 300 человек с обеих сторон (студенты, аспиранты, преподаватели, научные сотрудники, работники НТБ и служб управления ТПУ, а также университета г. Карлсруэ). В 2004 и 2006 гг. им были организованы в ТПУ трехнедельные мастер-классы по художественному конструированию германского художника Ганса Штуклика. В 2006 г. А.А. Дульзоном был организован трехнедельный мастер-класс по спортивному менеджменту.

Профессор А.А. Дульзон принимает постоянное участие в обсуждении проблем г. Томска и Томской области. В 2003–2004 гг. им организовано два общегородских семинара с приглашением специалистов из университета г. Карлсруэ (ФРГ): «Водохозяйственные проблемы Томской области», «Сохранение объектов деревянного зодчества г. Томска». Он является членом городской и областной Комиссий по сохранению объектов деревянного зодчества. С 2006 по 2011 гг. А.А. Дульзон ежегодно организовывал работу групп архитекторов университета г. Карлсруэ, которые проводили

в г. Томске исследование состояния ряда объектов деревянного зодчества. В 2006 г. Альфредом Андреевичем были организованы международные семинары по управленческому учету в вузах и по альтернативным источникам энергии. Участвует в деятельности общественной культурной организации «Русско-немецкий дом».

А.А. Дульзон является признанным специалистом в области высоковольтной импульсной техники и менеджмента. Альфред Андреевич является членом Международного союза инженеров по электротехнике и электронике (IEEE) с 1996 г., с 2000 г. – Senior Member IEEE, член Международного общества по инженерному менеджменту, член Международного общества по мощной импульсной технике (с 1997 г.), член Международной электротехнической академии, Европейский инженер-педагог ING-PAED IGIP (2002), сертифицированный преподаватель курса «Проектный менеджмент» Эдинбургской бизнес-школы (Шотландия) (2002). Он является также председателем диссертационного совета Д 212.269.10.

Деятельность А.А. Дульзона отмечена рядом наград: Орден Почета (1996), Заслуженный деятель науки РФ (2000), медаль «В ознаменование 100-летия со дня рождения В.И. Ленина» (1970), медаль «Ветеран труда» (1987), Юбилейная медаль «400 лет г. Томску» (2004), серебряная медаль ВДНХ (1977), серебряная медаль ТПУ (1996), медаль «Международный человек года» (Кембридж, 2001), юбилейная медаль «100 лет профсоюзов России», знак «Отличник высшего образования СССР», знак «Изобретатель СССР», «Ударник 10 пятилетки», «Ударник 11 пятилетки», знаки «Победитель социалистического соревнования» 1975, 1977 и 1979 гг. Лауреат премии Томской области в сфере образования и науки (2005), лауреат премии имени академика В.Н. Хрущева в области энергетики (1979). Неоднократно награждался почетными грамотами ТПИ, почетными грамотами Томской области и областной Администрации (2007), Почетной грамотой Министерства и ЦК профсоюза работников образования и науки (2000).

ДОЦЕНТУ Р.А. ВАЙНШТЕЙНУ – 75 ЛЕТ



1 августа 2012 г. исполнилось 75 лет одному из ведущих организаторов и участников научного и образовательного процесса в области электроэнергетики в Томском политехническом университете Вайнштейну Роберту Александровичу.

Роберт Александрович родился в 1937 г. в городе Кемерово. В 1955 г. окончил школу и поступил в Томский политехнический институт.

Одна из основных черт Роберта Александровича Вайнштейна – высокая ответственность за свою работу. С 1960 г. он ассистент кафедры электрических станций, а с 1962 г. аспирант кафедры под руководством профессора И.Д. Кутявина. Учебу в аспирантуре он успешно сочетал с педагогической деятельностью. В 1965 г. защитил кандидатскую диссертацию и в 1969 г. был избран на должность доцента кафедры «Электрические станции». С 1980 по 2005 г. Р.А. Вайнштейн был заведующим кафедрой электрических станций.

Многолетняя научная деятельность Вайнштейна Р.А. направлена на решение актуальных вопросов, связанных с усовершенствованием устройств релейной защиты и автоматики энергосистем. Создание конкретных устройств защиты стало возможным благодаря большому объёму научных исследований, проведенных Робертом Александровичем и его учениками.

Достоинством научной деятельности Вайнштейна Р.А. является доведение результатов научных исследований до практического использования в энергосистемах. Созданные им и его учениками устройства релейной защиты в течение многих лет эксплуатируются на электростанциях Кузбассэнерго, на Красноярской ГЭС, на Томской ГРЭС-2, на Усть-Илимской ГЭС и других пред-

приятиях. В настоящее время разработки Вайнштейна Р.А. используются в современной микропроцессорной аппаратуре, выпускаемой одним из ведущих предприятий России – НПП «ЭКРА».

За время своей трудовой деятельности, в том числе в течение 25 лет в должности заведующего кафедрой электрических станций, Роберт Александрович внёс заметный вклад в повышение уровня учебно-методической деятельности Энергетического института Томского политехнического университета. Одно из направлений деятельности Роберта Александровича – развитие творческой деятельности студентов. Студенческие научно-исследовательские работы, выполненные под руководством Вайнштейна Р.А., трижды удостоивались высоких наград – медалей Всероссийского конкурса. Роберт Александрович разработал методические основы и является руководителем новой магистерской программы – «Управление режимами электроэнергетических систем», по которой готовятся специалисты для подразделений Системного оператора ЕЭС России.

Под руководством и при непосредственном участии Вайнштейна Р.А. созданы условия, обеспечивающие массовое использование в учебной и научной работе современных компьютерных технологий, включая профессиональные промышленные программы с базами данных реальных энергосистем таких, как ОЭС Сибири, Томскэнерго, что привело к повышению уровня теоретической и особенно практической подготовки инженерно-электроэнергетиков. В настоящее время Вайнштейн Р.А. является ведущим специалистом Энергетического института по применению специализированных программных комплексов для расчёта

режимов современных энергосистем. В этой области он сотрудничает с такими энергетическими предприятиями, как, например, филиал ОАО «СО ЕЭС» ОДУ Сибири. Вайнштейном Р.А. разработаны методические материалы, и проводятся с 2007 г. курсы повышения квалификации для специалистов ОДУ Сибири по теоретическим основам управления режимами электроэнергетических систем. Методическое содержание курсов получило высокую оценку специалистов-электроэнергетиков и слушателей.

За 50 лет своей трудовой деятельности, которая прошла в стенах ТПУ, Роберт Александрович опубликовал свыше 100 научных работ, получил более 30 авторских свидетельств СССР и патентов Российской Федерации, подготовил 18 кандидатов технических наук. В 2011 г. Роберт Александрович защитил докторскую диссертацию. Особо надо отметить заслугу Роберта Александровича в создании

профессионального коллектива кафедры, в котором работают немало его учеников.

За большой вклад в дело подготовки высококвалифицированных специалистов и плодотворную научную деятельность Роберт Александрович был награжден медалью ордена «За заслуги перед отечеством» 2-й степени, двумя медалями 1-й, 2-й степени «За заслуги перед ТПУ» и удостоен званий «Почётный работник высшего профессионального образования Российской Федерации», «Почетный энергетик», является лауреатом конкурса «Инженер года» в 2010 г.

Коллеги, ученики, друзья выражают Роберту Александровичу огромную благодарность за многолетний труд, за неравнодушие к жизни, за щедрую передачу своего опыта и знаний. Коллектив кафедры ЭЭС поздравляет Роберта Александровича с 75-летием и желает творческих успехов, крепкого здоровья и долголетия.

Summaries

UDC 536.24

Vidin Yu.V., Ivanov D.I., Kazakov R.V.
TEMPERATURE DISTRIBUTION IN A ROD
WITH DOUBLE-END HEAT SUPPLY

The authors have calculated temperature distribution in a rod with double-end heat supply and determined extreme values coordinates using the analytical dependences. It was shown that the value of minimum temperature drop decreases considerably for such rod at excess temperature depression at the end of the rod at non-variable value of the excess temperature at its base.

UDC 621.311.22

Galashov N.N.
THE EFFICIENCY OF EXCHANGING A STEAM TURBINE DRIVE
OF AUXILIARY MECHANISM IN POWER BLOCKS
OF THERMAL POWER PLANTS BY A GAS TURBINE ENGINE

The authors have obtained the equation which allows on the base of the payback period determining the economic efficiency of exchanging steam turbine drive of auxiliary mechanism in power blocks of thermal power plants by a gas turbine engine depending on electric energy and fuel cost and the value and performance indices of gas turbine engines.

UDC 621.165

Savostyanova L.V., Litvak V.V.
THE ANALYSIS OF STEAM TURBINE RESOURCE BASED
ON THE PRODUCTION CYCLES

The authors have analyzed the steam turbine performances based on the data of repair and operation documents of Siberia and Far East power plants. The article demonstrates the difference in resources and production cycles for different types of turbines. The production cycle characteristics and reliability indices are calculated.

UDC 536.46+532.685

Kulesh R.N., Subbotin A.N.
EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF PEAT IGNITION PARA-
METERS UNDER CONDITIONS OF ITS INDUSTRIAL STORAGE

The authors have determined the real thermal and physical characteristics of peat and condensation products of its thermal decomposition (coke, ash). The critical value for peat humidity for its ignition was defined. The dependences of ignition time and initial temperature of ignition source on peat humidity were determined.

UDC 620.93

Tyurina E.A., Skripchenko O.V.
OPTIMIZATION STUDIES OF COAL-FIRED PRODUCTION
OF SYNTHETIC LIQUID FUELS AND ELECTRIC ENERGY
FROM COAL WITH A CLEANUP SYSTEM
OF GASIFICATION PRODUCTS

The article introduces the results of optimization studies of the advanced technology for coal conversion into synthetic liquid fuel and electric energy on the coal-fired plant of integrated production of synthetic liquid fuels and electric energy considering costs to the system of gasification product cleanup from H₂O and CO₂ and different degree of CO₂ removal from gasification products. The authors propose mathematical models of the system for gasification products cleanup by the Rectisol technique and the coal-fired plant as the whole. The article considers the optimization conditions of gasification product cleanup system by the Rectisol technique.

UDC 621.181

Lyubimova L.L., Makeev A.A., Tashlykov A.A.,
Zavorin A.S., Fisenko R.N.
ANOMALIES OF CRYSTAL LATTICE THERMAL
DEFORMATIONS IN BOILER STEELS AS A CRITERION
OF THEIR OPERATIONAL CAPABILITY

The authors have determined by the experiment the temperatures of anomalous thermal expansion of crystal lattices which cannot be explained by the known phase conversions of the I and the II orders. In order to explain the causes of anomalies the ideas about grain-boundary phenomena are drawn. The latter are important for increasing the stability of constructional material structures limiting the changes of mechanical characteristics and the resource of heat-power equipment.

UDC 532.5+536.24

Unaspekov B.A., Sabdenov K.O.,
Kokarev M.Zh., Koloberdin M.V., Igembayev B.A.
ENERGY SAVING IN THERMAL POINTS OF APARTMENT
AND PUBLIC BUILDINGS. P. 1. GENERAL MODEL
OF THERMAL POINT

The article considers the issues of the efficient use of thermal energy in central-heating system. It is shown that the use of coolant power potential has the innovative solutions. It is necessary to model the thermal point operation to solve the occurring engineering problems. The authors have proposed a general model of hydrodynamic and thermal processes in thermal point.

UDC 532.5+536.24

Unaspekov B.A., Sabdenov K.O.,
Kokarev M.Zh., Koloberdin M.V., Igembayev B.A.
ENERGY SAVING IN THERMAL POINTS
OF APARTMENT AND PUBLIC BUILDINGS.
P. 2. THE MODEL OF BUILDING HEATING

The authors have developed a simple model for heating a building with arbitrary number of storeys included into a central heating system. In spite of its simplicity it may be applied for modeling building heating simultaneously with its thermal point for further search for optimal modes of thermal point operation. The authors have carried out test calculations for determining the coolant temperature and average temperature in rooms for 9-storied building. They stated the conditions of applicability of continuum mechanics methods for describing temperature conditions in the building.

UDC 621.314.2

Serikov A.V., Timoshenko A.N.
THE DESIGN OF TRANSFORMER-TYPE ELECTRIC
HEATING DEVICES

The article introduces the construction of transformer-type electric heating device. The authors consider the features and the results of this design and propose the recommendations for designing the similar devices.

UDC 681.513.1

Lukutin B.V., Shandarova E.B.
THE ADAPTIVE SYSTEM OF VOLTAGE STABILIZATION
AT MICRO-HYDRO-ELECTRIC POWER STATION
OF BALLAST TYPE

The article demonstrates the ability of simultaneous control of active and reactive component of the resulting load of micro-hydro-

electric power station with auto-ballast regulation of output voltage constructed at totally controlled semiconductor valves. The authors propose to use the ballast load of active-inductive character with $\cos\varphi_s=0,8$ in the range of loads which are the most typical for the practice of applying micro-hydro-electric power station. The analytical dependences of polynomial type for automated calculation of angles for phase control of ballast valves are determined depending on the parameters of the station effective load.

UDC 621.31

Negadaev V.A.
THE MODEL OF POWER SUPPLY NETWORK
WITH ARBITRARY STRUCTURE SUPPLYING
THE INDUCTION MOTORS WITH SQUIRREL-CAGE ROTOR

The author proposes the model of power supply network with arbitrary structure supplying the induction motors with squirrel-cage rotor. The advantage of this model is noted at its use in calculation practice for searching the rational configuration of power supply network with motor load.

UDC 621.3.064;621.316.94

Garganev A.G., Mikhnevich N.A.,
Nesterov D.V., Fedorov A.V.
OVERVOLTAGE LIMITATION AT SWITCHING
THE MINE ELECTRIC EQUIPMENT

This paper provides switching overvoltage analysis and briefly reviews the physics of the phenomena when switching the transformers and electric motors with vacuum circuit breakers. It introduces the results of switching mode simulation as well as the design and selection of mine high-voltage transformer protective circuits of 1 MW.

UDC 621.313.13

Polishchuk V.I.
THE DESIGN OF PROTECTION FROM COIL SHORT CIRCUIT
IN ROTOR WINDING OF SYNCHRONOUS GENERATOR
ON THE BASE OF THE INDUCTION SENSOR
OF STRAY MAGNETIC FIELD

The author has proposed a new technique for protecting from coil short circuit in rotor winding of synchronous generator based on the induction sensor of stray magnetic field. The device implementing the relay protection was developed and studied on the experimental installation; the technique of the device adjustment was determined.

UDC 621.316.925

Doronin A.V.
FUNCTIONING OF EARTH FAULT PROTECTION
OF GENERATOR STATOR WINDING AT CHECK CURRENT
SUPERIMPOSITION THROUGH THE VOLTAGE
TRANSFORMER AT INTERMITTENT FAULTS

The article considers the conditions of functioning of earth fault protection in generator stator winding. The protection is made on the base of the principle of the check current superimposition with the frequency distinguished from the industrial one at arc intermittent faults. The author has revealed the mechanism of forming the constituent with the check current frequency in ground-fault current; has determined the main factors on which the value of this constituent depends; and has given the quantitative estimation of these factors influence.

UDC 621.292.001.2

Vigriyanov P.G.
THE EVALUATION OF FAILURE INFLUENCE ON POWER
CHARACTERISTICS OF 9-PHASE VALVE ENGINE

The power characteristics of nine-phase valve engine in good repair and in emergency operation have been obtained. Their quantitative evaluation was carried out and the degree of failure influence on the value of input and electromagnetic power, electromagnetic efficiency has been determined. The article considers the variants of

failure effect compensation changing the switching control angle and source voltage value. The author proposes to use the parameters obtained as the criteria for estimating the valve engine operability in emergency operation.

UDC 621.333

Kharlamov V.V., Shkodun P.K., Popov D.I., Pronenko A.V.
THE ANALYSIS OF TRANSIENTS OF TRACTION ELECTRIC
MOTORS IN ELECTRIC LOCOMOTIVE CONSIDERING
OPERATION CONDITIONS

The authors propose to carry out the acceptance tests of traction electric motors in electric locomotives not only in stationary conditions but also in transient ones. Based on transient mathematical modeling in armature circuit the authors propose the approach which allows determining the requirements for power equipment of test station. The requirements are necessary for providing the tests of traction electric motors considering ferry parameters and estimating the opportunities for implementing the required conditions using the existing test stations.

UDC 62–831.2

Khalina T.M., Stalnaya M.I., Eremochkin S.Yu.
VECTOR-ALGORITHMIC METHOD FOR CALCULATING
ELECTRIC POWER AND ELECTROMAGNETIC TORQUE
OF ELECTRIC MOTOR

The article considers the vector-algorithmic method for calculating electric power and electromagnetic torque on a valve of three-phase asynchronous short-circuited electric motor at its supply from one-phase circuit of alternating current. The authors have stated the algorithm for calculating power and electromagnetic torque of electric motor at vector-algorithmic control.

UDC 621.313

Arkhiptsev M.G., Vstovskiy A.L., Panteleev V.I., Fediy K.S.
MATHEMATICAL MODELING OF TRANSIENTS
IN END SYNCHRONOUS GENERATOR
WITH ELECTROMAGNETIC EXCITATION

The authors have developed the mathematical model of transients of low-speed end synchronous generator on methodological foundation of generalized electromechanical converter. The field electromagnetic model of the tested generator is used for determining the parameters of the mathematical model.

UDC 621.313.12

Nosov G.V.
NONCONTACT PULSE COMPRESSION GENERATOR. P. 1.
DESIGN AND CONCEPT OF OPERATION. CALCULATION
OF SIZES AND MECHANICAL PARAMETERS OF GENERATOR

The article considers the design and concept of operation of non-contact pulse compression generator consisting of the capacitor excitation battery, dynamo-electric noncontact generator with regularly changing inductance of stator winding and two switches. The author has obtained the formulas for calculating the sizes and parameters of the generator: mass, stored kinetic energy, mechanical stresses in laminated rotating rotor. The article introduces the results of calculation of sizes and parameters of generators when changing slot width, rotor speed and the same number of winding pole pairs in stator and rotor.

UDC 621.313.12

Nosov G.V.
NONCONTACT PULSE COMPRESSION GENERATOR.
P. 2. CALCULATION OF OPEN-CIRCUIT
AND SHORT-CIRCUIT PARAMETERS OF GENERATOR

The formulas for calculating the idling and short-circuit parameters were obtained. They allow selecting such noncontact pulse compression generators which have the highest specific radiant quantities at permissible heating and sufficient mechanical strength of stator

winding and its insulation. The author has developed the technique for calculating the generator pulse excitation which allows determining the capacitance and initial voltage of the capacitor bank. The stator winding insulation thickness is determined by the preliminary value of the capacitor bank initial voltage which depends on rotor speed and on the number of pairs of rotor and stator winding poles. The article introduces the results of generator parameters calculation at the change of stator winding slot depth and width, rotor speed and pole pair numbers. The proposed noncontact pulse compression generator of intense current pulses with the amplitude higher than 1 MA has rather high energy parameters and may be used for supplying high-current electrophysical units.

UDC 621.318.3

Moshkin V.I.
THE COMPARISON OF MAGNETIC CYCLES
OF PULSE LINEAR ELECTROMAGNETIC ENGINE
CONSIDERING LOSS POWER IN ITS WINDING

The expressions of relative values of mechanical work, loss power and efficiency were obtained for pulse linear electromagnetic engine functioning on the combined magnetic cycle formed from two elementary cycles with the direct current and linkage considering loss in engine winding. The author determined the dependence of energy indices on design and operating conditions and gave the recommendations for selecting cycle operating conditions.

UDC 621.311.001

Pustovetov M.Yu.
MATHEMATICAL MODEL OF THREE-PHASE TRANSFORMER

The author has developed the mathematical model of three-phase transformer which allows describing electromagnetic processes in the transformers with winding groups of connection 0, 5, 6, 11. The case with the group of connection 7 is considered particularly. The article introduces the results of voltage and current modeling in the transformer when supplying from the independent voltage inverter.

UDC 621.311.001.57

Vasilyev A.S., Borovikov Yu.S., Gusev A.S., Sulaymanov A.O.
THE SPECIFIC HYBRID PROCESSOR FOR FULL
REGIME SIMULATION IN REAL TIME
OF STATIC SYNCHRONOUS CAPACITOR

The article introduces the results of development and test computer simulation of the specific hybrid processor of static synchronous capacitor intended for similar tools of full regime simulation in real time of usual and active-adaptive electric networks.

UDC 621.3.07

Glazyrin A.S.
SENSORLESS CONTROL OF INDUCTION MOTOR
WITH SYNERGISTIC CONTROLLER

The article introduces the results of simulation modeling of sensorless control systems with state identifiers based on Kalman filter and Luenberger observer. The advantages and disadvantages of the applied state identifiers when using them in control system with synergistic controller are shown.

UDC 621.313.333:62–83

Glazyrin A.S., Bolovin E.V.
THE DEVELOPMENT AND LABORATORY TESTING
OF THE METHOD OF IDENTIFYING THE ELECTRIC MOTOR
PARAMETER BASED ON THE DIFFERENCE SCHEMES

This article describes the methods for identifying the parameters of electric motor dynamic models based on the solution of difference equation systems. In the first method the electric equilibrium equations and the motor motion equation are used separately when

preparing a system of linear algebraic equations for the identification procedures. The second method uses the integro-differential equation describing the interaction of electrical and mechanical parts of the motor. The laboratory testing has shown the effectiveness and efficiency of the dynamic identification of the sharing of both methods.

UDC 621.313.062.4:621.314.632

Dementiev Yu.N.
AC VARIABLE SPEED DRIVE
WITH ABOVE-SYNCHRONOUS VALVE CASCADE

The article considers the circuit of the above-synchronous valve cascade with continuous current intermediate link and different switching control of valves of three-phase bridge rotor converter. The expressions and characteristics explaining the principles of flux linkage control are given.

UDC 621.314;621.314.57

Garganeev A.G., Kharitonov S.A.
UPDATING THE TECHNIQUE OF SWITCHING FUNCTIONS
FOR ANALYZING VALVE INVERTERS
AT COUNTER-ELECTROMOTIVE FORCE OPERATION

The potentials of switching functions technique are extended for analyzing the power electronics devices. The updated technique is focused on analytical description of the derived currents in inductances of electric circuit with a valve. The potentials of the technique are shown by the example of the analysis of mechatronic system «synchronous generator with excitation from permanent magnets–double-wave rectifier with zero terminal» at converter counter-electromotive force operation.

UDC 681.51

Yakovenko P.G.
SEQUENTIAL MULTI-STEP SYNTHESIS
OF CONTROLLING POSITION ELECTRIC DRIVE

The sequential multi-step synthesis method allows developing control laws of positional electric drivers during the transient from optimal controls for small steps. The author has formed the algorithm of the body movement without position overshoot when task changing at the transient. The output to the given position from any initial steady speed is realized in minimal time with the coordinates restriction.

UDC 62–83: 621.314.632

Dementiev Yu.N.
MATHEMATICAL DESCRIPTION OF AC DRIVES WITH
VALVE CONVERTERS IN NORMAL AND FAULTED MODE

The article introduces the analytical expressions for determining the main values of AC drives with a valve converter in normal and faulted modes. The analytical expressions obtained allow defining easily and accurately the time functions of the main values in the normal mode, values of fundamental and high-order harmonics, additional losses and the main input values for selecting the power elements of the valve converter for normal and faulted modes.

UDC 621.398.725:621.317.727.1

Zarevich A.I., Muravyev S.V., Bedareva E.V., Karpenko S.R.
PULSE METHOD FOR DETERMINING FREQUENCY
RESPONSE OF HIGH-CURRENT SHUNTS

The authors have examined and tested experimentally the method for determining amplitude- and phase- frequency response of current shunt based on the combined digital processing of input short pulse action and the response to it. The frequency dependence of shunt transmission factor is calculated by the components of complex spectral voltage conversions from the outputs of shunt and reference current transducer. It is shown that the accuracy of the method may be increased by ensemble averaging of signal spectral components.

UDC 621.317.727.1

**Zarevich A.I., Muravyev S.V.
MINIMIZATION OF DECADE CAPACITANCE
IN INDUCTIVE VOLTAGE DIVIDER**

The article describes the methods for decreasing the capacitance component of division ratio error for the inductive voltage divider. The methods are based on optimization of winding configuration. The authors have determined the minimum of the decade winding turns considering physical features and sizes of core as well as the requirements to the input signal.

UDC 62–83: 681.513.3

**Zeman S.K., Kazantsev Yu.M., Osipov A.V., Yushkov A.V.
SYNTHESIS OF DUAL-FREQUENCY INDUCTOR CURRENT
BASED ON SUMMING UP THE OUTPUT PARAMETERS
OF TWO HETEROFREQUENCY RESONANT CONVERTERS**

The authors have studied the issues of designing the strength part of resonant converter forming dual-frequency inductor current by summing up the output currents or voltages of heterofrequency inverters. The article considers the variants of implementing dual-frequency resonant converters. It is shown that summing up the parameters of current inverter and voltage inverter is reasonable from the point of view of power engineering. The authors have proposed the converter blocking high-frequency component in low-frequency inverter by including «rejector». The energy response of the given converters is determined and the recommendations for calculating resonant circuit elements are given.

UDC 621.314.5

**Grebennikov V.V., Yaroslavl'tsev E.V.
DETERMINING PARAMETERS OF TRANSIENTS
IN THE SINGLE-CYCLE CURRENT SHAPER
OF QUASI-SINUSOIDAL CURRENT**

The paper introduces the analysis of the single-cycle quasi-sinusoidal current shaper used in electrochemical technologies. The analytical expressions for calculating the parameters of transients are derived. They make it possible to specify frequency requirements and estimate switching losses. These expressions are the base for developing the engineering technique for the quasi-sinusoidal current shaper design.

UDC 621.314

**Burkin E.Yu., Sviridov V.V., Stepanov E.Yu.
INVERTER POWER SUPPLY FOR CAPACITOR CHARGING**

The article introduces a short overview of the capacitor charging theory. The authors have described and studied the circuit design for increasing power transmitted to the load during the operational cycle of the capacitor charge based on the formation of step charging current.

UDC 621.3.082

**Ivashchenko V.E., Mazur V.G., Pudalov A.D.
STUDYING THE WIDE RANGE PIEZO-QUARTZ
HUMIDITY-SENSITIVE ELEMENTS**

The authors have proposed the piezosorption method for measuring humidity of gases and liquid organic compounds in the range from 0 to 100 %. The measuring method is based on simultaneous use of two types of sorbents. The calculation of their optimal ratio is the result of the research.

UDC 621.383.4

**Savrasov F.V., Kovalev I.K.
STUDYING THE EFFICIENCY
OF SOLAR BATTERY FIELD OPERATION**

The authors have tested the folding solar battery SFB-150 developed in the research institute of semiconductor devices, Tomsk. The article introduces the empirical coefficients and ratios deduced when processing the results obtained. The solar battery operation is analyzed considering its geographical location and region climatic conditions; the conclusions and recommendations are made.

UDC 551.521.31

**Saduakasova G.B., Pyastolova I.A., Klyueva P.Yu.
THE EXPERIMENTAL OBSERVATION OF SOLAR
RADIATION INCOMING TO THE TERRITORY
OF KAZAKHSTAN NORTHERN REGION**

The article introduces the research of seasonal incoming of total solar radiation within Kazakhstan for 2009. The conclusion was drawn that seasonal patterns show the excess of relative value of actinometric observations from 10 to 100 % even considering their failure at cloud cover.

UDC 624.15

**Zinov'ev N.T., Kurets V.I., Filatov G.P., Yushkov A.Yu.
THE USE OF ELECTRO-HYDRAULIC TECHNOLOGY
FOR DEVELOPING BORED PILES**

The article introduces the modification of the technology for developing the electro-filling piles. It is shown that it is necessary to use the discharge initiating technique when the working clearance is connected to the charging circuit of the capacitor bank in pulse generator for increasing the efficiency of electro-hydraulic unit. The article introduces the main parameters of the unit and the results of its testing.

UDC 004.9+621.317.3

**Silushkin S.V., Muravyev S.V.,
Fomichev Yu.M., Emelyanova E.Yu.
DIGITAL METER OF COMPLEX SIGNAL
POWER BASED ON PXI PLATFORM**

The authors discuss the implementation of module meter of complex signal electric power based on PXI Platform which allows measuring the electric power of sinusoidal and non-sinusoidal signal, i. e. estimating power quality. The structural diagram of module power meter and solutions on its software are proposed and implemented.

UDC 681.5.08

**Gyunter S.V., Dambaev G.Ts., Votyakov V.F.
OPTICAL METHOD FOR DIAGNOSING FUNCTIONAL
DISORDER OF HOLLOW ORGANS**

The article considers the method of IR-optical diagnostics of hollow organs functional disorder. The authors have developed the optoelectronic system implementing this method. The article introduces the variants of electron probes design used in gastroenterology, proctology and urology, and the results of functional disorder of esophageal peristalsis experiments.

Сведения об авторах

Архипцев Максим Геннадьевич, 1988 г.р., аспирант кафедры электротехнических комплексов и систем факультета энергетики Политехнического института Сибирского Федерального университета, г. Красноярск. Р.т. 8-(391)-227-57-12. E-mail: maximus_09@mail.ru. Область научных интересов: возобновляемые источники энергии.

Бедарева Елена Вячеславовна, 1985 г.р., ассистент, аспирант кафедры компьютерных измерительных систем и метрологии Института кибернетики ТПУ. Р.т. 41-75-27. E-mail: blv85@sibmail.com. Область научных интересов: программное обеспечение измерительных систем, математическое моделирование измерительных систем, оценивание динамических характеристик преобразователей тока.

Боловин Евгений Владимирович, 1991 г.р., магистрант кафедры «Электропривод и электрооборудование» Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-32-55. E-mail: djon-gar-tor@mail.ru. Область научных интересов: динамическая идентификация параметров электрических приводов.

Боровиков Юрий Сергеевич, 1978 г.р., канд. техн. наук, заведующий кафедрой электроэнергетических систем Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-37-87. E-mail: borovikov@tpu.ru. Область научных интересов: методы и средства адекватного моделирования интеллектуальных электроэнергетических систем с активно-адаптивными электрическими сетями.

Буркин Евгений Юрьевич, 1971 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры промышленной и медицинской электроники Института неразрушающего контроля ТПУ. Р.т. 41-98-42. E-mail: burkin@mail.ru. Область научных интересов: разработка источников питания электрофизической аппаратуры.

Васильев Алексей Сергеевич, 1986 г.р., ассистент кафедры электроэнергетических систем Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-45-07. E-mail: vasilivas@tpu.ru. Область научных интересов: моделирование устройств и систем FACTS для всережимного моделирования активно-адаптивных электрических сетей.

Вигриянов Павел Георгиевич, 1952 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры электрооборудования и автоматизации производственных процессов филиала Южно-Уральского государственного университета (национального исследовательского университета), г. Златоуст. Р.т. 8-(351-3)-66-58-69. Доб. *2111. E-mail: vpg_postbox@mail.ru. Область научных интересов: исследование электромагнитных процессов многофазных вентильных двигателей в нормальных и аварийных режимах работы.

Видин Юрий Владимирович, 1937 г.р., канд. техн. наук, профессор кафедры теплотехники и гидрогазодинамики теплоэнергетического факультета Сибирского федерального университета, г. Красноярск. Р.т. 8-(391)-249-74-13. E-mail: idi86@inbox.ru. Область научных интересов: современные проблемы теоретической и прикладной теплотехники и теплофизики.

Вотяков Владимир Федорович, 1946 г.р., канд. техн. наук, ст. науч. сотр. Научно-исследовательского института медицинских материалов и имплантатов с памятью формы, г. Томск. Р.т. 41-38-15. E-mail: vvfl11@mail.ru. Область научных интересов: медицинское приборостроение.

Встовский Алексей Львович, 1942 г.р., канд. техн. наук, профессор кафедры электротехнических комплексов и систем факультета энергетики Политехнического института Сибирского Федерального университета, г. Красноярск. Р.т. 8-(391)-227-57-12. E-mail: val_1942@mail.ru. Область научных интересов: возобновляемые источники энергии.

Галашов Николай Никитович, 1947 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры атомных и тепловых электростанций энергетического института ТПУ. Р.т. 56-39-74. E-mail: gal@tpu.ru. Область научных интересов: моделирование теплоэнергетических систем и оборудования, анализ и прогнозирование технико-экономических показателей ТЭС и энергосистем.

Гарганеев Александр Георгиевич, 1955 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры электрооборудования и электропривода Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-37-59. E-mail: garganeev@rambler.ru. Область научных интересов: силовая электроника, теория преобразования электрической энергии, системы генерирования электрической энергии для автономных объектов, электропривод.

Глазырин Александр Савельевич, 1978 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода и электрооборудования Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-32-55. E-mail: asglazyrin@tpu.ru. Область научных интересов: методы и алгоритмы динамической идентификации и управления состоянием электрических приводов.

Гребенников Виталий Владимирович, 1974 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры промышленной и медицинской электроники Института неразрушающего контроля ТПУ. Р.т. 41-96-05. E-mail: grebennikovvv@tpu.ru. Область научных интересов: высокоэффективные преобразователи электрической энергии.

Гусев Александр Сергеевич, 1947 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры электроэнергетических систем Энергетического института ТПУ. Р.т. 55-78-79. E-mail: gusev_as@tpu.ru. Область научных интересов: всережимное моделирование в реальном времени электроэнергетических систем.

Гюнтер Сергей Викторович, 1980 г.р., канд. техн. наук, ст. науч. сотр. Научно-исследовательского института медицинских материалов и имплантатов с памятью формы, г. Томск. Р.т. 41-38-15. E-mail: guntersv@inbox.ru. Область научных интересов: медицинское приборостроение, биомедицина.

Дамбаев Георгий Цыренович, 1943 г.р., д-р мед. наук, чл.-корр. РАМН, профессор кафедры гастроэнтерологии Сибирского государственного медицинского университета, г. Томск. Р.т. 41-75-70. E-mail: schefer@front.ru. Область научных интересов: хирургия, имплантаты с памятью формы.

Дементьев Юрий Николаевич, 1953 г.р., Ph.D, канд. техн. наук, доцент, заведующий кафедрой электропривода и электрооборудования Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-37-59. E-mail: dementiev@mail2000.ru. Область научных интересов: автоматизация технологических процессов и автоматизированный электропривод переменного тока.

Доронин Александр Викторович, 1976 г.р., инженер, зав. сектором проектирования ООО НПП «ЭКРА», г. Чебоксары. Р.т. 8-(835-2)-220-110. E-mail: doronin_av@ekra.ru. Область научных интересов: релейная защита и автоматика электрических систем.

Емельянова Екатерина Юрьевна, ассистент кафедры компьютерных измерительных систем и метрологии Института кибернетики ТПУ. Р.т. 41-75-27. E-mail: zeta@tpu.ru. Область научных интересов: программное обеспечение измерительных систем.

Еремочкин Сергей Юрьевич, 1988 г.р., аспирант кафедры «Автоматизированный электропривод и электротехнологии» энергетического факультета Алтайского государственного технического университета им. И.И. Ползунова, г. Барнаул. Р.т. 8-(385-2)-29-07-88. E-mail: Vens-1@yandex.ru. Область научных интересов: электроприводы переменного тока, системы автоматического управления.

Заворин Александр Сергеевич, 1946 г.р., д-р техн. наук, зав. кафедрой парогенераторостроения и парогенераторных установок Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-39-10. E-mail: zavorin@tpu.ru. Область научных интересов: энергетические технологии топливосжигания, теплофизические процессы в трактах котельных установок, диагностика и надежность работы энергетического оборудования.

Заревич Антон Иванович, 1977 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры компьютерных измерительных систем и метрологии Института кибернетики ТПУ. Р.т. 41-75-27. E-mail: antonzarevich@tpu.ru. Область научных интересов: теория измерений, связанные автоколебательные системы, нелинейные колебания.

Земан Святослав Константинович, 1946 г.р., канд. техн. наук, зам. директора по научной работе НИИ автоматики и электромеханики ТУСУР, г. Томск. Р.т. 56-34-38. E-mail: ni16@mail.ru. Область научных интересов: силовая электроника, системы высокочастотного индукционного нагрева, импульсно-модуляционные преобразователи параметров электрической энергии.

Зиновьев Николай Тимофеевич, 1951 г.р., канд. техн. наук, ст. научн. сотр. лаборатории № 2 Института физики высоких технологий ТПУ. Р.т. 41-91-02. E-mail: zinoviev@tpu.ru. Область научных интересов: электрический разряд в конденсированных средах.

Иванов Дмитрий Иванович, 1986 г.р., аспирант кафедры теплотехники и гидрогазодинамики теплоэнергетического факультета Сибирского федерального университета, г. Красноярск. Р.т. 8-(391)-249-74-13. E-mail: idi86@inbox.ru. Область научных интересов: исследование процессов теплообмена в теплоизоляционных конструкциях трубопроводов и оборудования, математическое моделирование термодинамических процессов.

Ивашенко Виталий Евгеньевич, 1940 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры промышленной электроники и информационно-измерительной техники, факультета технической кибернетики Ангарской государственной технической академии, г. Ангарск. Р.т. 8-(395-5)-51-22-15. E-mail: systems-ntfs@mail.ru. Область научных интересов: исследование измерения влажности в широких диапазонах концентраций, измерение влажности в жидких органических соединениях.

Игембаев Бахтияр Анварович, 1978 г.р., магистр радиотехники и электроники, преподаватель кафедры космической техники и технологии Евразийского национального

университета им. Л.Н. Гумилева, г. Астана, Казахстан. Р.т. 8-(717-2)-54-76-09. E-mail: igembay@ua.ru. Область научных интересов: электрические цепи постоянного и переменного тока, электроника и схемотехника.

Казаков Роман Владимирович, 1986 г.р., аспирант кафедры теплотехники и гидрогазодинамики теплоэнергетического факультета Сибирского федерального университета, г. Красноярск. Р.т. 8-(391)-288-16-10. E-mail: roman.kazakov@list.ru. Область научных интересов: исследование теплопроводности в неоднородных материалах, математическое моделирование термодинамических процессов.

Казанцев Юрий Михайлович, 1946 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры промышленной и медицинской электроники Института неразрушающего контроля ТПУ. Р.т. 55-59-63. E-mail: polus@online.tomsk.net. Область научных интересов: автоматизация проектирования, методы исследования, моделирования и управления силовых статических преобразователей.

Карпенко Станислав Романович, 1986 г.р., научный сотрудник государственного предприятия Всеукраинский государственный научно-производственный центр стандартизации ГП «Укрметртестстандарт», г. Киев, Украина. Р.т. 8-(038-044)-526-55-68. E-mail: s.r.karpenko86@gmail.com. Область научных интересов: метрологические характеристики, высокоточные средства измерения, программно-аппаратные комплексы.

Клюева Полина Юрьевна, ассистент кафедры эксплуатации электрооборудования Энергетического факультета Казахского агротехнического университета им. С. Сейфуллина, г. Астана, Казахстан. Р.т. 8-(717-2)-39-76-08. E-mail: c.gylnara68@mail.ru. Область научных интересов: возобновляемые источники энергии.

Ковалёв Игорь Константинович, 1938 г.р., ведущий инженер ОАО «НИИПП», г. Томск. Р.т. 56-54-42. E-mail: ikkova-lev@gmail.com. Область научных интересов: физические процессы в полупроводниковых приборах, возобновляемые источники энергии.

Кокарев Малик Жинисович, 1966 г.р., инженер-технолог, преподаватель кафедры теплоэнергетики Евразийского национального университета им. Л.Н. Гумилева, г. Астана, Казахстан. Р.т. 8-(717-2)-35-38-06, вн. 6054. E-mail: malik777@list.ru. Область научных интересов: теплоснабжение и газоснабжение, вентиляция и кондиционирование воздуха, строительная теплофизика.

Колобердин Михаил Валерьевич, 1981 г.р., инженер-физик, главный инженер Междисциплинарного научно-исследовательского комплекса Института ядерной физики, старший научный сотрудник Лаборатории инженерного профиля ЕНУ им. Л.Н. Гумилева, г. Астана, Казахстан. Р.т. 8-(717-2)-54-76-09. E-mail: koloberdin@inp.kz. Область научных интересов: ядерная физика, тепловые и нейтронно-физические процессы в ядерных реакторах.

Кулеш Роман Николаевич, 1983 г.р., канд. техн. наук, ассистент кафедры парогенераторостроения и парогенераторных установок Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-38-18. E-mail: ronikul@tpu.ru. Область научных интересов: процессы тепломассообмена, газификация органических топлив.

Курец Валерий Исаакович, 1940 г.р., д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры электрических сетей и электротехники Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-36-34. E-mail: kuretz@tpu.ru. Область научных интересов: электрический разряд в конденсированных средах.

- Литвак Валерий Владимирович**, 1940 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры атомных и тепловых электростанций Энергетического института ТПУ. Р.т. 42-08-37. E-mail: litvak@tpu.ru. Область научных интересов: надёжность работы оборудования тепловых электрических станций, энергосбережение в теплоэнергетике.
- Лукутин Борис Владимирович**, 1948 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры электроснабжения промышленных предприятий Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-35-01. E-mail: bvl@tpu.ru. Область научных интересов: децентрализованные системы электроснабжения с использованием возобновляемых источников энергии.
- Любимова Людмила Леонидовна**, 1947 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры парогенераторостроения и парогенераторных установок Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-38-18. E-mail: ll@tpu.ru. Область научных интересов: оценка работоспособности труб поверхностей нагрева энергетического оборудования на основе рентгенодилатометрии.
- Мазур Владимир Геннадьевич**, 1987 г.р., аспирант кафедры промышленной электроники и информационно-измерительной техники, факультета технической кибернетики Ангарской государственной технической академии, г. Ангарск. Р.т. 8-(395-5)-51-22-15. E-mail: systems-ntfs@mail.ru. Область научных интересов: исследование измерения влажности в широких диапазонах концентраций, измерение влажности в жидких органических соединениях.
- Макеев Анатолий Анатольевич**, 1946–2008 гг., канд. техн. наук, доцент кафедры парогенераторостроения и парогенераторных установок Энергетического института ТПУ. Область научных интересов: диагностика и надёжность работы энергетического оборудования.
- Михневич Николай Алексеевич**, 1946 г.р., канд. техн. наук, ст. научн. сотр. НИИ автоматики и электромеханики, г. Томск. Р.т. 55-56-80. E-mail: fedorov.06@mail.ru. Область научных интересов: силовая электроника, теория преобразования электрической энергии, электропривод.
- Мошкин Владимир Иванович**, 1949 г.р., канд. техн. наук, доцент, зав. кафедрой «Энергетика и технология металлов» Курганского государственного университета. Р.т. 8-(352-2) 23-05-97. E-mail: wimosh@mail.ru. Область научных интересов: вопросы теории и практики процессов энергопреобразования в электромагнитных двигателях.
- Муравьев Сергей Васильевич**, 1954 г.р., д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой компьютерных измерительных систем и метрологии Института кибернетики ТПУ. Р.т. 42-04-49. E-mail: muravyov@tpu.ru. Область научных интересов: теория измерений, дискретно-математическое моделирование измерительных процедур и систем, агрегирование данных мультисенсоров, методы измерений электрических и магнитных величин.
- Негадаев Владислав Александрович**, 1978 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода и автоматизации Кузбасского государственного технического университета, г. Кемерово. Р.т. 8-(384-2)-39-63-54. E-mail: negadaev@rambler.ru. Область научных интересов: разработка математических моделей, описывающих совместную работу электромеханических преобразователей энергии в сети электроснабжения с учетом динамических процессов для исследования режимов их работы, определение рациональных конфигураций сети электроснабжения.
- Нестеров Дмитрий Владиславович**, 1970 г.р., главный конструктор ООО «Электромашина», г. Кемерово. Р.т. 8-(384)-228-37-47. E-mail: ndv74@rambler.ru. Область научных интересов: силовая электроника, электропривод, автоматизация технологических процессов.
- Носов Геннадий Васильевич**, 1954 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры теоретической и общей электротехники Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-34-33. E-mail: nosov@elti.tpu.ru. Область научных интересов: расчет и анализ электрических цепей и электромагнитных полей электротехнических устройств.
- Осипов Александр Владимирович**, 1978 г.р., канд. техн. наук, зав. лабораторией НИИ автоматики и электромеханики ТУСУР, г. Томск. Р.т. 56-34-38. E-mail: ossan@mail.ru. Область научных интересов: преобразовательная техника, резонансные преобразователи частоты, двухчастотные системы индукционного нагрева.
- Пантелеев Василий Иванович**, 1947 г.р., д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой электротехнических комплексов и систем факультета энергетики Политехнического института Сибирского Федерального университета, г. Красноярск. Р.т. 8-(391)-227-56-65. E-mail: rvi0808@rambler.ru. Область научных интересов: возобновляемые источники энергии.
- Полищук Владимир Иосифович**, 1966 г.р., канд. техн. наук, зав. кафедрой электроэнергетических сетей и электротехники Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-37-63. E-mail: polischukvi@tpu.ru. Область научных интересов: развитие теории построения релейной защиты и диагностики синхронных машин.
- Попов Денис Игоревич**, 1982 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры «Электрические машины и общая электротехника» Омского государственного университета путей сообщения. Р.т. 8-(381-2)-31-18-27. E-mail: PopovOmsk@yandex.ru. Область научных интересов: повышение качества и экономичности работы электромеханических преобразователей и устройств, разработка методов исследования и средств диагностирования и контроля.
- Проненко Алексей Викторович**, 1982 г.р., аспирант кафедры «Электрические машины и общая электротехника» Омского государственного университета путей сообщения. Р.т. 8-(381-2)-31-18-27. E-mail: emoe@omgups.ru. Область научных интересов: разработка методов и средств диагностирования и контроля тяговых электродвигателей.
- Пудалов Алексей Дмитриевич**, 1978 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры промышленной электроники и информационно-измерительной техники, факультета технической кибернетики Ангарской государственной технической академии, г. Ангарск. Р.т. 8-(395-5)-51-22-15. E-mail: puddim@rambler.ru. Область научных интересов: исследование измерения влажности в широких диапазонах концентраций, измерение влажности в жидких органических соединениях; моделирование погрешностей измерительных преобразователей.
- Пустоветов Михаил Юрьевич**, 1970 г.р., канд. техн. наук, ст. науч. сотр. НИИЦ «Криотрансэнерго» Ростовского государственного университета путей сообщения, г. Ростов-на-Дону. Р.т. 8-(863)-245-37-47. E-mail: mgsn2006@rambler.ru. Область научных интересов: электромеханика, электрический привод.
- Пястолова Ирина Алексеевна**, канд. техн. наук, доцент кафедры «Эксплуатация электрооборудования» Энергетического факультета Казахского агротехнического университета им. С. Сейфуллина, г. Астана, Казахстан. Р.т. 8-(717-2)-39-76-08. E-mail: c.gylnara68@mail.ru. Область научных интересов: возобновляемые источники энергии.

- Сабденов Каныш Оракабаевич**, 1964 г.р., д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры космической техники и технологии Евразийского национального университета им. Л.Н. Гумилева, г. Астана, Казахстан. Р.т. 8-(717-2)-54-76-09. E-mail: sabdenovko@yandex.kz. Область научных интересов: гидродинамика и газовая динамика, процессы горения и взрыва, математическое моделирование.
- Савостьянова Людмила Викторовна**, зав. лабораторией кафедры атомных и тепловых электростанций Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-41-70. E-mail: savost@tpu.ru. Область научных интересов: надёжность работы оборудования тепловых электрических станций, остаточный ресурс турбоустановки.
- Саврасов Фёдор Витальевич**, 1980 г.р., ст. преподаватель кафедры информатики и проектирования систем Института кибернетики ТПУ. Р.т. 42-05-09. E-mail: savrasov@tpu.ru. Область научных интересов: алгоритмизация процессов, системный анализ, альтернативная энергетика.
- Садуакасова Гульнара Болатовна**, ст. преподаватель кафедры «Теплоэнергетика» Энергетического факультета Казахского агротехнического университета им. С. Сейфуллина, г. Астана, Казахстан. Р.т. 8-(717-2)-39-76-08. E-mail: s.gulnara68@mail.ru. Область научных интересов: возобновляемые источники энергии.
- Свиридов Виталий Владимирович**, 1965 г.р., зав. лаборатории источников питания электрофизической аппаратуры кафедры промышленной и медицинской электроники института неразрушающего контроля ТПУ. Р.т. 41-98-42. E-mail: vsviridov@mail.ru. Область научных интересов: разработка источников питания электрофизической аппаратуры.
- Сериков Александр Владимирович**, 1967 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры электромеханики электротехнического факультета Комсомольского-на-Амуре государственного технического университета. Р.т. 8-(421-7)-53-60-09. E-mail: kem@knastu.ru. Область научных интересов: разработка и исследование нагревательных элементов трансформаторного типа для систем энергообеспечения.
- Силушкин Станислав Владимирович**, 1974 г.р., канд. техн. наук, ст. преподаватель кафедры компьютерных измерительных систем и метрологии Института кибернетики ТПУ. Р.т. 41-75-27. E-mail: slavasv@mail.ru. Область научных интересов: обработка изображений и сигналов, аппаратно-программные измерительные технологии.
- Скрипченко Ольга Викторовна**, канд. техн. наук, науч. сотр. отдела № 70 «Теплосиловых систем» Института систем энергетики им. Л.А. Мелентьева СО РАН, г. Иркутск, Р.т. 8(3952) 42-59-68. E-mail: skripchenko@isem.sei.irk.ru. Область научных интересов: энергетические системы на органическом топливе, моделирование технических систем.
- Стальная Мая Ивановна**, 1939 г.р., канд. техн. наук, профессор кафедры «Автоматизированный электропривод и электротехнологии» энергетического факультета Алтайского государственного технического университета им. И.И. Ползунова, г. Барнаул. Р.т. 8-(385-2)-29-07-88. E-mail: Vens-1@yandex.ru. Область научных интересов: автоматизированный электропривод, электротехнологии.
- Степанов Евгений Юрьевич**, 1987 г.р., магистрант кафедры техники и электрофизики высоких напряжений, инженер-исследователь лаборатории № 5 Института физики высоких технологий ТПУ. E-mail: stepanovjohn@gmail.com. Область научных интересов: разработка источников питания импульсных техники.
- Субботин Александр Николаевич**, 1945 г.р., д-р физ.-мат. наук, доцент кафедры парогенераторостроения и парогенераторных установок Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-38-18. E-mail: subbot@inbox.ru. Область научных интересов: математическое моделирование тепло-массообмена в пористых средах с внутренними источниками тепла, процессов воспламенения и горения газобразных, пористых и конденсированных горючих веществ, газификации органических топлив, в том числе подземной.
- Сулайманов Алмаз Омурзакович**, 1967 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры электроэнергетических систем Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-37-31. E-mail: sao@tpu.ru. Область научных интересов: методы и средства моделирования релейной защиты и противоаварийной автоматики для всережимного моделирования в реальном времени интеллектуальных электроэнергетических систем.
- Ташлыков Александр Анатольевич**, 1979 г.р., канд. техн. наук, ст. преподаватель кафедры парогенераторостроения и парогенераторных установок Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-38-18. E-mail: tashlykov@tpu.ru. Область научных интересов: диагностика и надёжность работы энергетического оборудования.
- Тимошенко Александр Николаевич**, 1989 г.р., магистрант кафедры электромеханики электротехнического факультета Комсомольского-на-Амуре государственного технического университета. Р.т. 8-(421-7)-53-60-09. E-mail: kem@knastu.ru. Область научных интересов: моделирование электромагнитных и тепловых процессов в электротехнических устройствах.
- Тюрина Элина Александровна**, д-р техн. наук, ведущ. науч. сотр. отдела № 70 «Теплосиловых систем» Института систем энергетики им. Л.А. Мелентьева СО РАН, г. Иркутск, Р.т. 8(3952) 42-86-30. E-mail: tyurina@isem.sei.irk.ru. Область научных интересов: энергетические системы на органическом топливе, энерго- и ресурсосберегающие, экологически чистые химико-технологические процессы, моделирование технических систем.
- Унаспеков Берикбай Акибаевич**, 1954 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры проектирования зданий и сооружений Евразийского национального университета им. Л.Н. Гумилева, г. Астана, Казахстан. Р.т. 8-(717-2)-35-38-06, вн. 6054. E-mail: unaspekov@yandex.kz. Область научных интересов: газоснабжение, вентиляция и кондиционирование воздуха, строительная теплофизика.
- Федий Константин Сергеевич**, 1982 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры электротехнических комплексов и систем факультета энергетики Политехнического института Сибирского Федерального университета, г. Красноярск. Р.т. 8-(391)-227-57-12. E-mail: fediy_k@mail.ru. Область научных интересов: возобновляемые источники энергии.
- Федоров Александр Владимирович**, 1951 г.р., зав. отделом статических преобразователей частоты и напряжения НИИ автоматики и электромеханики, г. Томск. Р.т. 55-56-80. E-mail: fedorov.06@mail.ru. Область научных интересов: силовая электроника, теория преобразования электрической энергии, электропривод.
- Филатов Геннадий Петрович**, 1948 г.р., канд. техн. наук, ст. научн. сотр., доцент кафедры электроэнергетических

- систем Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-46-57. E-mail: kuretz@tpu.ru. Область научных интересов: электрический разряд в конденсированных средах.
- Фисенко Роман Николаевич**, 1976 г.р., инженер кафедры парогенераторостроения и парогенераторных установок Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-38-18. E-mail: ronifis@sibmail.com. Область научных интересов: диагностика и надежность работы энергетического оборудования.
- Фомичев Юрий Михайлович**, 1937 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры компьютерных измерительных систем и метрологии Института кибернетики ТПУ. Р.т. 41-75-27. E-mail: fym@tpu.ru. Область научных интересов: средства измерений, разработка калибраторов мощности.
- Халина Татьяна Михайловна**, 1953 г.р., д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой «Общая электротехника» энергетического факультета Алтайского государственного технического университета им. И.И. Ползунова, г. Барнаул. Р.т. 8-(385-2)-29-07-88. E-mail: Vens-1@yandex.ru. Область научных интересов: проблемы получения и передачи электроэнергии, энергосберегающие технологии.
- Харитонов Сергей Александрович**, 1950 г.р., д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой промышленной электроники факультета радиотехники и электроники Новосибирского государственного технического университета. Р.т. 8-(383)-346-08-64. E-mail: Kharit@ntcom.ru. Область научных интересов: силовая электроника, теория преобразования электрической энергии, системы генерирования электрической энергии для автономных объектов.
- Харламов Виктор Васильевич**, 1956 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры «Электрические машины и общая электротехника» Омского государственного университета путей сообщения. Р.т. 8-(381-2)-31-18-27. E-mail: etoe@omgups.ru. Область научных интересов: повышение качества и экономичности работы электромеханических преобразователей и устройств, разработка методов исследования и средств диагностирования и контроля.
- Шандарова Елена Борисовна**, канд. техн. наук, доцент кафедры электрических сетей и электротехники Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-34-33. E-mail: shandarovaelepa@mail.ru. Область научных интересов: децентрализованные системы электроснабжения с использованием возобновляемых источников энергии.
- Шкодун Павел Константинович**, 1977 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры «Электрические машины и общая электротехника» Омского государственного университета путей сообщения. Р.т. 8-(381-2)-31-18-27. E-mail: pkshk@mail.ru. Область научных интересов: повышение качества и экономичности работы электромеханических преобразователей и устройств, разработка методов исследования и средств диагностирования и контроля.
- Юшков Алексей Васильевич**, 1983 г.р., мл. науч. сотр. НИИ автоматики и электромеханики ТУСУР, г. Томск. Р.т. 56-34-38. E-mail: AVYushkov@rambler.ru. Область научных интересов: силовая электроника, двухчастотные системы индукционного нагрева.
- Юшков Анатолий Юрьевич**, 1975 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры электроэнергетических систем Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-46-57. E-mail: ay-yushkov@mail.ru. Область научных интересов: электрический разряд в конденсированных средах.
- Яковенко Павел Георгиевич**, 1951 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры автоматизации теплоэнергетических процессов Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-33-86. E-mail: pgj75@yandex.ru. Область научных интересов: системный анализ, моделирование, оптимизация переходных процессов, микропроцессорное управление электроприводами и подвижными объектами.
- Ярославцев Евгений Витальевич**, 1948 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры промышленной и медицинской электроники Института неразрушающего контроля ТПУ. Р.т. 41-96-05. E-mail: yarosslavtsev@tpu.ru. Область научных интересов: высокоэффективные преобразователи электрической энергии.

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ

Принимаются статьи, подготовленные в MS Word-2003 (файл и распечатка). Статья должна быть подписана авторами и иметь сопроводительное письмо на бланке организации.

Объем статьи до 8 стр., включая рисунки и таблицы, размещенные в тексте по упоминанию. Размер бумаги А4, поля по 25 мм. Текст в 1 интервал **без переносов, лишних пробелов и абзацных интервалов**, шрифт Times New Roman, 12 пунктов. Файлы рисунков (в градациях серого) в jpg, tif, cdr или иных форматах редакторов Photoshop, Corel Draw с разрешением 300 dpi прилагаются к статье. Рисунки и таблицы: **Рис. 1. Название; Таблица. Название.** Кавычки вида «...». Интервалы – 1,2...1,8 мм или 5–7 шт. Формулы – в MathType, настройка по умолчанию. Нумеруются только те формулы, на которые есть ссылка в тексте.

Курсивом – буквы латинского алфавита, кроме входящих в имена собственные, обозначения стандартных математических функций и химических элементов ($U_{пр.}$, Φ_i , но Al_2O_3 , $\cos\alpha_i$, $\max$, lg , «BASF»). Векторы – полужирным курсивом. Список литературы – по ГОСТ Р 7.0.5-2008 (см. пример). Литература – по упоминанию: [1, 2], [2. С. 245], [3–7].

УДК 621.37 (Пример оформления статьи)

АНАЛИЗ РАБОТЫ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ

И.И. Иванов, П.П. Петров*

Томский политехнический университет

*ОАО «Центр», г. Москва

E-mail: ivanov@tpu.ru

Показана возможность расчета ... Установлено, что ... Сделан вывод о том, что ... (Аннотация, 10 кегль).

Ключевые слова (ниже ключевые слова на английском языке):

Усилительный каскад, регулировка тока.

В [1, 2] показано, что усилительный каскад с автоматической регулировкой потребляемого тока (АРПТ) позволяет получить ...

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фамилия И.О. Название книги. – М.: Издательство, 2012. – 123 с.
2. Название книги / под ред. И.О. Фамилия. – М.: Издательство, 2012. – 123 с.
3. Фамилия И.О. Название статьи // Журнал. – 2012. – Т. 316. – № 4. – С. 71–77.
4. Фамилия И.О. Название диссертации: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук. – Томск, 2008. – 19 с.
5. Название изобретения: пат. 2000000 Рос. Федерация. № 2009129009/10; заявл. 27.07.10; опубл. 10.10.12, Бюл. № 4. – 3 с.
6. Фамилия И.О. Название статьи // Наименование конференции: Труды VII Междунар. научно-практ. конф. молодых ученых. – Томск, 2012. – Т. 1. – С. 226–228.
7. Фамилия И.О. Название статьи // Наименование ресурса. 2012. URL: <http://www.tpu.ru/html/izvestia.htm> (дата обращения: 25.09.2012).

Поступила 25.04.2012 г.

Сведения об авторах:

Иванов Иван Иванович, 1975 г.р., канд. техн. наук, ст. науч. сотр. кафедры автоматики и компьютерных систем Института кибернетики ТПУ. Р.т. 22-22-22. E-mail: ivanov@tpu.ru. Область научных интересов: анализ...

Редактирование и корректура *А.С. Глазырин*
Компьютерная верстка *О.Ю. Аршинова*
Перевод на англ. язык *С.В. Жаркова*

Подписано к печати 07.12.2012. Формат 60х84/8. Бумага «Снегурочка».
Печать XEROX. Усл. печ. л. 23,96. Уч.-изд. л. 21,67.
Заказ 1452-12. Тираж 500 экз.



Национальный исследовательский Томский политехнический университет
Система менеджмента качества
Издательства Томского политехнического университета сертифицирована
NATIONAL QUALITY ASSURANCE по стандарту BS EN ISO 9001:2008



ИЗДАТЕЛЬСТВО  ТПУ. 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30. Тел./факс: 8(3822) 563-291, www.tpu.ru, izv@tpu.ru