

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 320, № 4, 2012

Энергетика

ИЗДАТЕЛЬСТВО  ТПУ

г. Томск

ИЗВЕСТИЯ ТОМСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Редакционный совет:

Чубик П.С. (председатель), д.т.н., ректор ТПУ (г. Томск)
Власов В.А. (зам. председателя), д.ф.-м.н.,
проректор ТПУ по НИИ (г. Томск)
Алексеенко С.В., д.ф.-м.н.,
чл.-корр. РАН (г. Новосибирск)
Болдырев В.В., д.х.н., академик РАН, (г. Новосибирск)
Боровиков Ю.С., к.т.н. (г. Томск)
Гвоздев Н.И., к.т.н. (г. Томск)
Гуляев Ю.В., д.ф.-м.н., академик РАН (г. Москва)
Дамамм Ж., д.н. (Франция)
Ершов Ю.Л., д.ф.-м.н., академик РАН (г. Новосибирск)
Клименов В.А., д.т.н. (г. Томск)
Конторович А.Э., д.г.-м.н., академик РАН (г. Новосибирск)
Крёнинг М., д.н. (Германия)
Кривобоков В.П., д.ф.-м.н. (г. Томск)
Летников Ф.А., д.г.-м.н., академик РАН (г. Иркутск)
Лопатин В.В., д.ф.-м.н. (г. Томск)
Мазуров А.К., д.г.-м.н. (г. Томск)
Месяц Г.А., д.ф.-м.н., академик РАН (г. Москва)
Михайленко Б.Г., д.ф.-м.н.,
чл.-корр. 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., д.н. (Исландия)
Сонькин М.А., к.т.н. (г. Томск)
Третьяков Ю.Д., д.х.н., академик РАН (г. Москва)
Турнаев В.И., д.и.н. (г. Томск)
Филиппов Г.А., д.т.н., академик РАН (г. Москва)
Шень Джаоли, д.н. (Китай)

Редакционная коллегия:

Власов В.А. (гл. редактор), д.ф.-м.н.
Коробейников А.Ф. (зам. гл. редактора), д.г.-м.н.
Могильницкий С.Б. (ученый секретарь), к.ф.-м.н.
Барышева Г.А., д.э.н.
Заворин А.С., д.т.н.
Григорьев В.П., д.ф.-м.н.
Корниенко А.А., д.ф.н.
Кривобоков В.П., д.ф.-м.н.
Лисицын В.М., д.ф.-м.н.
Погребной В.К., д.т.н.
Потылицын А.П., д.ф.-м.н.
Усов Ю.П., д.т.н.
Филимонов В.Д., д.х.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)
Vlasov V.A. (Deputy chairman), Phys. and Math. D. Sc.,
pro-rector of TPU for Research and Innovation (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)
Gvozdev N.I., Candidate of Science (Tomsk)
Gulyaev Yu.V., Phys. and Math. D. Sc., member of RAS (Moscow)
Damamme G., Phys. and Math. D. Sc. (France)
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)
Krivobokov V.P., Phys. and Math. D. Sc. (Tomsk)
Letnikov F.A., Geol. and Mineral. D. Sc., member of RAS (Irkutsk)
Lopatin V.V., Phys. and Math. D. Sc. (Tomsk)
Mazurov A.K., Geol. and Mineral. D. Sc. (Tomsk)
Mesyats G.A., Phys. and Math. D. Sc., member of RAS (Moscow)
Mikhailenko B.G., Phys. and Math. D. Sc.,
corresponding 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)
Sonkin M.A., Candidate of Science (Tomsk)
Tretyakov Yu.D., D. Chem., member of RAS (Moscow)
Turnaev V.I., Ph. D. (Tomsk)
Filippov G.A., D.E., member of RAS (Moscow)
Shen Zhaoli, Ph. D. (China)

Editorial:

Vlasov V.A. (Editor in Chief), Phys. and Math. D. Sc.
Korobeinikov A.F. (Deputy Editor in Chief), Geol. and Mineral. D. Sc.
Mogilnitsky S.B. (Science Secretary), Candidate of Phys. and Math. Sc.
Barysheva G.A., Ec. D.
Zavorin A.S., D.E.
Grigoriev V.P., Phys. and Math. D. Sc.
Kornienko A.A., Ph. D.
Krivobokov V.P., Phys. and Math. D. Sc.
Lisitzyn V.M., Phys. and Math. D. Sc.
Pogrebnoy V.K., D.E.
Potylitzin A.P., Phys. and Math. D. Sc.
Usov Yu.P., D.E.
Filimonov V.D., D. Chem.

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

ЭНЕРГЕТИКА

- Пути совершенствования паротурбинных установок АЭС
Филиппов Г.А., Назаров О.И., Беляев Л.А.
- Оптимизация нейтронно-физических характеристик систем хранения отработанного топлива
Шаманин И.В., Гаврилов П.М., Беденко С.В., Мартынов В.В.
- Приближенное обобщенное решение теплового состояния тела при малых числах Фурье ($Fo < 0,01$)
Логинов В.С., Симонова О.С.
- Экспериментальные предпосылки к технологии производства топливных брикетов из торфа
Заворин А.С., Казаков А.В., Табакаев Р.Б.
- Повышение энергоэффективности термической конверсии древесной биомассы
Кузнецов Г.В., Кулеш Р.Н., Полсонгкрам М.
- Применение технологии 3D моделирования при исследовании процессов теплопереноса в камерах сгорания действующих энергетических объектов
Аскарлова А.С., Болегенова С.А., Максимов В.Ю., Бекмухамет А.
- Численное моделирование теплопереноса в ограждающих конструкциях резервуаров для хранения криожидкостей с учетом промерзания тепловой изоляции
Половников В.Ю., Хабибулин А.М.
- Программный комплекс визуального моделирования схем теплоэнергетических установок
Смирнов Д.К., Галашов Н.Н.
- Тепловая конвекция феррожидкости в узких каналах
Глухов А.Ф., Демин В.А., Мальгачёва И.А., Попов Е.А.
- Электромагнитные процессы в нагревательном элементе трансформаторного типа для систем теплоснабжения
Сериков А.В., Кузьмин В.М.
- Энергоэффективные композиционные электрообогреватели антиобледенительных систем
Халин М.В., Востриков Е.И.
- Универсальный критерий для расчета параметров нелинейного колебательного контура с периодически изменяющимся параметром
Вайнштейн Р.А., Коломиец Н.В., Шестакова Н.В.
- Метод уравнивания мощностей на вторичных обмотках трансформаторов Скотта
Манусов В.З., Морозов П.В.
- Анализ специфики внутренних перенапряжений на двухцепных линиях 35–330 кВ
Ведерников А.С.
- Техническая эффективность дистанционных релейных защит высоковольтных линий
Чан Хоанг Куанг Минь, Шмойлов А.В.
- Применение принципа симметрии при синтезе структур генераторов электрических сигналов
Рыбин Ю.К.
- Прецизионные низкочастотные средства измерений государственного первичного эталона единицы ослабления электромагнитных колебаний
Ким В.Л., Пругло В.И., Меркулов С.В., Чебуренко Д.С., Иванов М.Л.
- Феррозондовый магнитометр для измерения магнитной индукции до 1 нТл
Баранов П.Ф., Муравьев С.В., Огай В.Е., Учайкин С.В.
- Разработка и моделирование ферроэлектрической запоминающей ячейки
Петросян О.А., Буниатян В.В., Траваджян Л.М.
- Программно-аппаратный комплекс для исследования свойств радиационностойких пьезоэлектрических датчиков
Филипас А.А., Агеев А.Ю., Агеева Е.В.
- Импульсный генератор на диоде Ганна с повышенной стабильностью выходных параметров
Пушкарев В.П., Титов А.А., Жарский В.Д., Жирнов В.П., Кочумеев В.А., Пелявин Д.Ю., Шухлов И.В.
- Управление энергией генерации CuBr-лазера
Губарев Ф.А., Федоров В.Ф., Федоров К.В., Евтушенко Г.С.

CONTENTS

POWER ENGINEERING

- 5 Ways of improving steam turbine installations at the nuclear power stations
Filippov G.A., Nazarov O.I., Belyaev L.A.
- 10 Optimization of neutron-physical parameters for spent nuclear fuel storage system
Shamanin I.V., Gavrilov P.M., Bedenko S.V., Martynov V.V.
- 14 The approximate generalized solution of a body thermal state at small Fourier numbers ($Fo < 0,01$)
Loginov V.S., Simonova O.S.
- 18 The experimental prerequisites to technique of producing fuel briquettes from peat
Zavorin A.S., Kazakov A.V., Tabakaev R.B.
- 22 Increasing energy efficiency of thermal conversion in woody biomass
Kuznetsov G.V., Kulesh R.N., Polsongkram M.
- 26 Applying 3D modeling to study the heat and mass transfer processes in combustion chambers at actual energy facilities
Askarova A.S., Bolegenova S.A., Maksimov V.Yu., Bekmukhamet A.
- 33 Numerical simulation of heat transfer in wallings of reservoirs for storing freezing considering thermal insulation frost penetration
Polovnikov V.Yu., Khabibulin A.M.
- 36 Software system for visual modeling of circuits for heat-and-power engineering units
Smirnov D.K., Galashov N.N.
- 41 Thermal convection of ferromagnetic fluid in narrow channels
Glukhov A.F., Demin V.A., Malgacheva I.A., Popov E.A.
- 46 Electromagnetic processes in transformer type heating element for heat supply systems
Serikov A.V., Kuzmin V.M.
- 52 Energy-saving composite electric heaters of anti-ice systems
Khalin M.V., Vostrikov E.I.
- 57 The universal criterion for calculating the parameters of nonlinear oscillating circuit with alternating parameter
Vaynshteyn R.A., Kolomiets N.V., Shestakova N.V.
- 62 The power equalization technique on the secondary windings of Scott-transformers
Manusov V.Z., Morozov P.V.
- 67 The analysis of specific character of internal overvoltage in double circuit transmission lines 35–330 kV
Vedernikov A.S.
- 72 Technical efficiency of distance relay protections of high voltage transmission lines
Chan Khoang Kuang Min, Shmoylov A.V.
- 78 Applying the symmetry principle when synthesizing the structures of electric signal generators
Rybin Yu.K.
- 84 Precision low-frequency gauges of national primary standard for a unit of electromagnetic waves attenuation in the frequency range from 0 to 178 GHz
Kim V.L., Pruglo V.I., Merkulov S.V., Cheburenko D.S., Ivanov M.L.
- 89 Flux-gate magnetometer for measuring magnetic induction to 1 nT
Baranov P.F., Muravyev S.V., Ogay V.E., Uchaykin S.V.
- 93 The development and simulation of ferroelectric memory cell
Petrosyan O.A., Buniatyan V.V., Travadzhyan L.M.
- 98 Automatic complex for investigating the features of radiation-resistant piezoelectric sensors
Filipas A.A., Ageev A.Yu., Ageeva E.V.
- 102 Pulse generator on Gunn diode with high output stability
Pushkarev V.P., Titov A.A., Zharsky V.D., Zhirnov V.P., Kochumeev V.A., Pelyavin D.Yu., Shukhlov I.V.
- 106 Control of CuBr-laser generation energy
Gubarev F.A., Fedorov V.F., Fedorov K.V., Evtushenko G.S.

Индуктивно-емкостный генератор мощных импульсов тока для питания электрофизических установок в частотном режиме Носов Г.В., Пустынников С.В.	111	Inductance-capacitance generator of power pulse current for supplying electrophysical installations in frequency mode Nosov G.V., Pustynnikov S.V.
Генераторы высоковольтных импульсов с удвоением выходного напряжения Татур В.В.	116	High-voltage pulse generators with output voltage doubling Tatur V.V.
Энергосберегающий драйвер для светодиодных источников света Иванов А.В., Разорина Ю.К., Семёнов С.М., Фёдоров А.В.	120	Energy-saving driver for LED sources Ivanov A.V., Razorina Yu.K., Semenov S.M., Fedorov A.V.
Многомодульные импульсные стабилизаторы напряжения с управлением по дискретным значениям переменных состояния Краснобаев Ю.В., Иванчура В.И., Капулин Д.В.	123	Multimode pulse voltage regulator with the control by discrete values of state variables Krasnobayev Yu.V., Ivanchura V.I., Kapulin D.V.
Коррекция амплитудно-частотной характеристики импеданса выходной шины системы электропитания космических аппаратов Дементьев Д.Ф., Казанцев Ю.М.	128	Output bus impedance correction in spacecraft power supply system Dementyev D.F., Kazantsev Yu.M.
Автономная фотоэлектрическая энергетическая установка Шиняков Ю.А., Шурыгин Ю.А., Аржанов В.В., Теущаков О.А., Осипов А.В., Аржанов К.В.	133	Stand-alone photovoltaic power system Shinyakov Yu.A., Shurygin Yu.A., Arzhanov V.V., Teushchakov O.A., Osipov A.V., Arzhanov K.V.
Оптико-электронная диагностика трахеобронхиальной дискинезии Гюнтер С.В., Шеффер Н.А., Дамбаев Г.Ц., Вотяков В.Ф.	139	Opto-electronic diagnostics of tracheobronchial dyskinesia Gyunter S.V., Sheffer N.A., Dambaev G.Ts., Votyakov V.F.
Уравнения динамики асинхронной машины, инвариантные к скорости вращения системы координат Федоренко А.А., Лазовский Э.Н., Печатнов М.А.	142	Asynchronous machine dynamic equations invariant to rotation velocity of the coordinate system Fedorenko A.A., Lazovsky E.N., Pechatnov M.A.
Синтез адаптивного наблюдателя координат бездатчикового асинхронного электропривода Вдовин В.В., Панкратов В.В.	147	Synthesis of adaptive coordinate observer of sensorless induction motor drive Vdovin V.V., Pankratov V.V.
Управление электромагнитным моментом электропривода на базе трехфазного асинхронного электродвигателя Григорьев А.В.	154	Controlling the electromagnetic torque of three-phase induction motor Grigoryev A.V.
Магнитное поле и ЭДС малоинерционных магнитоэлектрических машин Коков Е.Г., Жибинов А.С., Гейнц Э.Р., Цехмestрюк Г.С.	158	Magnetic field and electromotive force of quick-response magneto-electric machines Kokov E.G., Zhibinov A.S., Geynts E.R., Tsekhmestryuk G.S.
Синтез регулятора маховичного электромеханического исполнительного органа Завьялова О.Ю., Казанцев Ю.М.	162	Synthesis of regulator of flywheel electromechanical executive setting Zavyalova O.Yu., Kazantsev Yu.M.
Численные исследования режимов стратифицированного течения и методика управления процессом экструзионного наложения многослойной изоляции Казakov А.В., Труфанова Н.М.	167	Numerical investigations of stratified flow modes and the technique for controlling the extrusion application of multilayer insulation Kazakov A.V., Trufanov N.M.
Численное исследование процессов течения полимеров в условиях фазового перехода в винтовых каналах экструдеров при производстве пластмассовой изоляции Субботин Е.В., Щербинин А.Г., Труфанова Н.М.	171	Numerical investigation of polymer flowing at phase transfer in extruder screw channels when producing plastic insulation Subbotin E.V., Shcherbinin A.G., Trufanov N.M.
НАШИ ЮБИЛЯРЫ		
Академику Г.А. Филиппову – 80 лет	178	Academician G.A. Filippov is 80
Профессору Ю.В. Хрущеву – 70 лет	180	Professor Yu.V. Khrushchev is 70
Профессору А.В. Аристову – 60 лет	182	Professor A.V. Aristov is 60
НЕКРОЛОГ		
Профессор М.С. Ройтман (1933–2012)	184	Professor M.S. Roytman (1933–2012)
РЕФЕРАТЫ СТАТЕЙ		
	186	SUMMARIES
СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ		
	190	INFORMATION ABOUT AUTHOR

ПУТИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ПАРОТУРБИННЫХ УСТАНОВОК АЭС

Г.А. Филиппов^{1,2}, О.И. Назаров³, Л.А. Беляев¹

¹Томский политехнический университет

²ОАО ОКБ «Гидропресс», г. Подольск

³ОАО «ВНИИ атомного энергетического машиностроения», г. Москва

E-mail: bel@tpu.ru

Рассмотрены возможности повышения экономичности паротурбинных установок АЭС, в том числе пути повышения пропускной способности последних ступеней турбин. Приведен анализ вариантов конструктивного выполнения проточной части цилиндра низкого давления. Предложена оригинальная структура паротурбинной установки с использованием двукратной сепарации влаги. Это позволило поднять КПД паротурбинной установки до 40...41 %.

Ключевые слова:

Турбины АЭС, начальное давление, конечное давление, сепарация влаги, термический КПД, длина лопатки, площадь выхлопа.

Key words:

Turbines of NPP, initial pressure, final pressure, moisture separator, thermal efficiency, length of vane, exhaust space.

Рост электропотребления, задачи снижения выбросов парниковых газов, необходимость диверсификации топливно-энергетического баланса обуславливают повышенный интерес к развитию атомной энергетики. В соответствии с принятой стратегией развития энергетики в России планируется до 2030 г. ввести в эксплуатацию 39 энергоблоков АЭС каждый мощностью свыше 1 млн кВт и довести долю выработки электроэнергии на АЭС с 15,7 % в 2011 г. до 19,6 % в 2030 г. практически при удвоении выработки электроэнергии всеми источниками. Существенная роль атомных электростанций в энергобалансе страны ставит перед проектировщиками и конструкторами нового оборудования задачи увеличения единичной мощности энергоблока АЭС, что ведет к снижению удельных капитальных затрат на их сооружение, и повышения их технико-экономических показателей с целью снижения эксплуатационных расходов.

Уровень технического совершенства энергоблока оценивается КПД нетто:

$$\eta_{\Sigma}^{\text{н}} = \eta_{\text{ТУ}}^{\text{бп}} \eta_{\text{Р}}^{\text{бп}} (1 - \zeta_{\text{СН}}),$$

где $\eta_{\text{ТУ}}^{\text{бп}}$ – КПД паротурбинной установки (ПТУ) брутто; $\eta_{\text{Р}}^{\text{бп}}$ – КПД реакторной установки АЭС брутто (для ТЭС на органическом топливе вместо $\eta_{\text{Р}}^{\text{бп}}$ будет $\eta_{\text{К}}^{\text{бп}}$ – КПД парового котла брутто); $\zeta_{\text{СН}}$ – относительный расход электроэнергии на собственные нужды.

КПД ПТУ определяется как

$$\eta_{\text{ТУ}}^{\text{бп}} = \eta_t \eta_{oi} \eta_m \eta_{\Sigma},$$

где η_t – термический КПД цикла ПТУ; η_{oi} – внутренний относительный КПД турбины, η_m – механический КПД турбогенератора; η_{Σ} – КПД электрического генератора.

Сравнительный анализ существующих энергоблоков АЭС и ТЭС (таблица) показывает, что энергоблоки АЭС существенно проигрывают в экономичности из-за относительно низких значений термического и внутреннего относительного КПД. Снижение внутреннего относительного КПД в турбинах АЭС обусловлено повышенным отрицательным влиянием влажности в процессе расширения: в современных турбинах АЭС более 2/3 теплоперепада срабатывается в двухфазной области состояния пара, в то время как в турбинах ТЭС расширение влажного пара составляет менее четверти процесса расширения.

Таблица. Показатели тепловой экономичности энергоблоков АЭС и ТЭС

Энергоблоки		КПД ПТУ				КПД блоков		
		η_t	η_{oi}	$\eta_m \times \eta_{\Sigma}$	$\eta_{\text{ТУ}}^{\text{бп}}$	$\eta_{\text{Р}}^{\text{бп}} (\eta_{\text{К}}^{\text{бп}})$	$(1 - \zeta_{\text{СН}})$	$\eta_{\Sigma}^{\text{н}}$
АЭС	6,0 МПа	0,442	0,834	0,985	0,363	0,979	0,940	0,334
	7,2 МПа	0,461	0,848	0,985	0,385	0,979	0,950	0,358
ТЭС	13 МПа	0,529	0,881	0,985	0,459	0,907	0,930	0,387
	24 МПа	0,552	0,906	0,985	0,493	0,930	0,937	0,429

Термический КПД цикла определяется уровнем начальных параметров, значением конечного да-

вления, совершенством тепловой схемы установки (регенеративным подогревом питательной воды, промежуточным перегревом пара, сепарацией влаги из проточной части турбины). В настоящей работе анализируются некоторые перспективные пути повышения экономичности ПТУ АЭС за счет увеличения η .

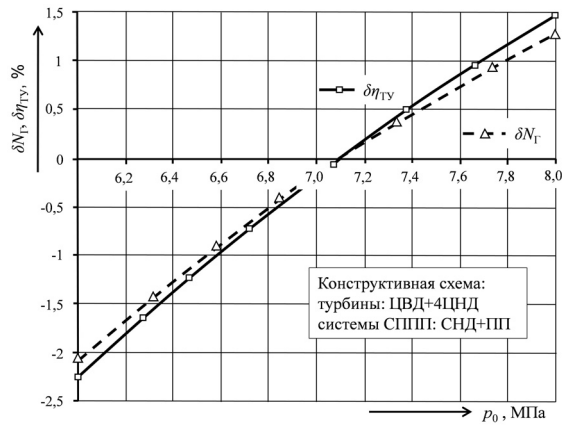


Рис. 1. Относительное изменение мощности турбины и КПД паротурбинной установки в зависимости от начального давления

Вопросы повышения начальных параметров пара касаются в первую очередь совершенствования реактора и парогенератора, однако, при сопоставлении отечественных разработок с зарубежными недостатки, вызванные пониженными начальными параметрами, проявляются в совершенстве турбоустановок. Анализ влияния давления насы-

щенного пара на входе в турбину p_0 (рис. 1) показывает, что при изменении p_0 от 6,0 до 8,0 МПа достигается увеличение относительных значений мощности $\delta N_T = \Delta N_{T(i)} / \Delta N_{T(\delta)}$ и КПД турбоустановки $\delta \eta_{TU} = \Delta \eta_{TU(i)} / \Delta \eta_{TU(\delta)}$ (где индексом (i) помечены значения сравниваемого варианта, а индексом (δ) – базовые, с которыми проводилось сравнение) практически на 3,5 %.

Существенное влияние на экономичность турбоустановок оказывает конечное давление за турбиной p_z . Расчетный анализ влияния конечного давления p_z (рис. 2) на изменение мощности и КПД турбоустановки показывает, что в диапазоне значений $p_z = 0,003 \dots 0,007$ МПа (при $p_0 = 7,2$ МПа) изменение относительных значений мощности δN_T и $\delta \eta_{TU}$ турбинной установки при изменении p_z превышает 5 %. С понижением конечного давления скорость увеличения располагаемого теплоперепада растет (рис. 2, кривая $\delta H_{0Tур} = \Delta H_{0Tур(i)} / \Delta H_{0Tур(\delta)}$). Однако при заданной площади выхлопа снижение конечного давления приводит также к быстрому нарастанию потери с выходной скоростью (рис. 2, кривые относительного изменения потери с выходной скоростью $\delta \zeta_{вс} = \Delta H_{вс} / H_{0Tур}$ для двух площадей выхлопа: $11,32 \text{ м}^2$ при длине лопатки последней ступени $L_{лс} = 1200 \text{ мм}$ и $14,95 \text{ м}^2$ при $L_{лс} = 1400 \text{ мм}$). Это приводит к тому, что рост КПД и мощности турбины при снижении конечного давления и заданной площади выхлопа происходит медленнее, чем рост располагаемого теплоперепада. Видно, что чем больше площадь выхлопа, тем меньше величина $\delta \zeta_{вс}$. В связи с этим актуальным становится вопрос о возможных путях увеличения площади выхлопа.

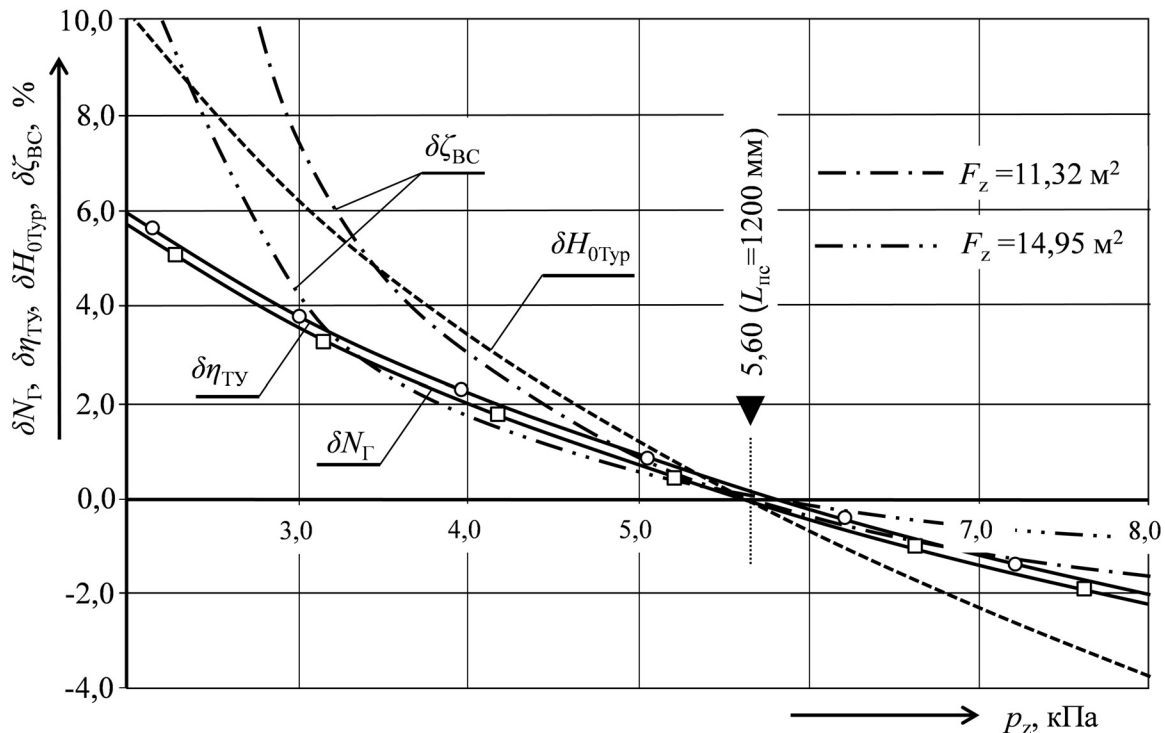


Рис. 2. Относительное изменение мощности, КПД паротурбинной установки, располагаемого теплоперепада и потери с выходной скоростью в турбине в зависимости от конечного давления

Обеспечить необходимый пропуск пара при углублении вакуума в конденсаторе возможно за счет увеличения площади выхлопа двумя способами:

- увеличение длины рабочей лопатки последних ступеней;
- повышение пропускной способности цилиндра низкого давления (ЦНД) при применении проточной части с полуторным выхлопом.

С целью определения возможности создания перспективных проточных частей ЦНД повышенной пропускной способности для быстроходных турбин проведен расчетный анализ влияния площади выхлопа на величину предельного вакуума в конденсаторе. Основным аэродинамическим критерием, ограничивающим пропускную способность единичного выхлопа заданных габаритов (или размеров последней ступени ЦНД) является допустимое число Маха (M), определенное по расходной составляющей скорости выхода пара из последней ступени. Расчетное значение M , как правило, в зависимости от совершенства последней ступени не должно превышать величины 0,8...0,9, что осуществимо в современных мощных турбоагрегатах. В приведенном анализе сопоставление пропускной способности последней ступени производилось при постоянном предельном значении числа $M=0,8$.

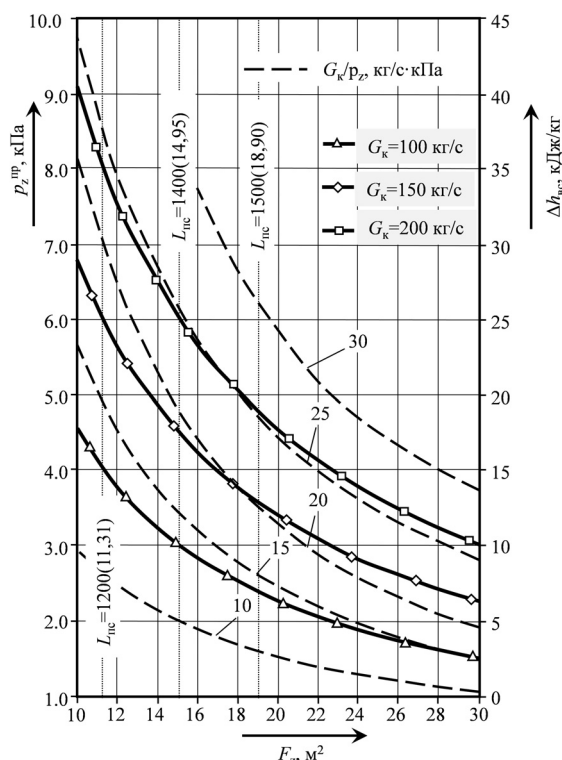


Рис. 3. Зависимость предельного давления за турбиной p_z^{np} от площади выхлопа F_z при различных расходах G_k при скорости потока $M=0,8$

Для принятого допущения на рис. 3 представлены предельные значения вакуума p_z^{np} с различными площадями единичного выхлопа F_z и при

различных значениях массового расхода пара через ступень G_k . Там же показаны зависимости предельного вакуума от площади выхлопа при различных удельных расходах пара (G_k/p_z).

Анализ выполненных расчетов показывает, что увеличение длины лопатки последней ступени с 1200 до 1400 мм при $G_k=150 \text{ кг/с}$ дает возможность снизить давление в конденсаторе с 0,0060 до 0,0045 МПа, что соответствует увеличению мощности одного выхлопа на 7,2 МВт и росту КПД на 1,5 %.

Следует отметить, что в современных отечественных турбинах используются лопатки длиной 1200 мм, разрабатываются титановые лопатки длиной 1350 мм. При лопатке длиной 1500 мм обостряются проблемы газодинамики и особенно эрозионной опасности, что делает возможность их создания проблематичной. В связи с этим становится актуальным увеличение выходной площади лопаток последней ступени путем создания ЦНД с полуторным выхлопом.

Хорошо известен применявшийся Ленинградским металлическим заводом (ПО ЛМЗ), г. Санкт-Петербург, полуторный выхлоп в виде ступени Баумана [2], в которой предпоследняя ступень цилиндра выполнялась двухъярусной: в нижнем ярусе расширение происходит до давления перед последней ступенью, а в верхнем – до давления в конденсаторе. Теплоперепад верхнего яруса существенно выше, чем теплоперепад соответствующий оптимальному отношению скоростей (u/c_{ϕ}). При полуторном выхлопе со ступенью Баумана крупнодисперсная влага оказывает негативное влияние (снижение КПД от ударного воздействия на лопатки, эрозионный износ) в полной мере, как на лопатках последней ступени, так и на верхнем ярусе предпоследней ступени.

На рис. 4, а представлен один из возможных вариантов проточной части ЦНД с полуторным выхлопом. При такой компоновке проточной части поток пара на выходе из предпоследней ступени разделяется на две части: примерно 2/3 пара направляется в последнюю ступень, а 1/3 проходит через направляющие лопатки – в верхний ярус предпоследней ступени. Отличие от ступени Баумана является то, что через верхний ярус проходит пар после расширения в предпоследней ступени, т. е. перепад давления и, соответственно, теплоперепад будет таким же, как и в последней ступени. В этом случае эффективность процесса преобразования энергии в верхнем ярусе будет аналогична периферийным сечениям последней ступени.

Другим важным для турбин атомных электростанций преимуществом данной компоновки является возможность выполнить поворотные лопатки с функцией встроенного сепаратора, что позволяет отвести из основного потока практически всю крупнодисперсную влагу из пространства перед последней ступенью и отсепарировать ее в поворотном устройстве. На рис. 4, б показано распределение влажности по проточной части. На выходе

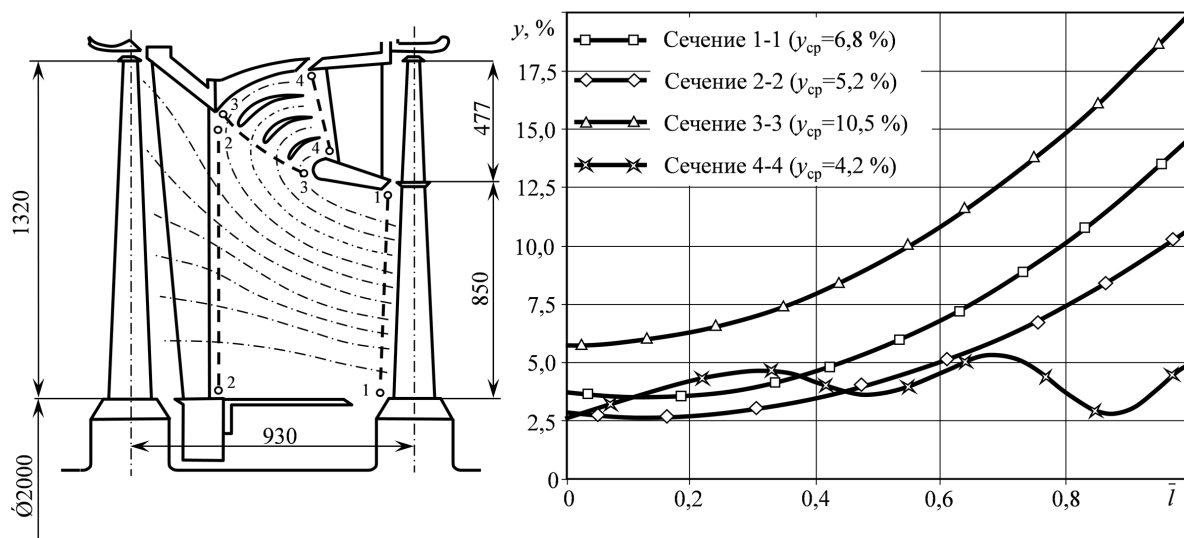


Рис. 4. Проточная часть ЦНД с полуторным выхлопом и поворотным лопаточным сепаратором (а) и изменение влажности пара по проточной части в зависимости от относительной высоты l - (б)

из предпоследней ступенью (в сечении 1–1) средняя влажность составляет 6,8 % при доле крупнодисперсной влаги 3...3,5 % [3], сконцентрированной в периферийной области. Учитывая, что из этой области пар отводится на верхний ярус предпоследней ступени с поворотом на 180°, практически вся крупная влага уйдет в поворотное устройство (сечение 3–3) со средней влажностью 10,5 %.

Предварительная конструкторская проработка поворотного устройства – лопаточного сепаратора и расчет течения в межлопаточных каналах влажного пара показал возможность получения коэффициента сепарации $\psi = 65...70\%$. Большие значения ψ объясняются большим углом поворота, низ-

ким давлением (около 0,03 МПа), высоким содержанием крупнодисперсной влаги и эффективным отводом влаги с одновременным отсосом пара через щели на первый подогреватель низкого давления. В результате, за счет снижения влажности перед последней ступенью (сечение 2–2) до 5,2 % и перед верхним ярусом предпоследней ступени (сечение 4–4) до 4,2 % будет обеспечено повышение внутреннего относительного КПД последних ступеней примерно на 2,5 % (с учетом потерь на поворот в верхнем ярусе). Немаловажное значение имеет тот факт, что снижение доли крупной влаги в периферийных сечениях предпоследней и последней ступени существенно снижает эрозийный износ рабочих лопаток.

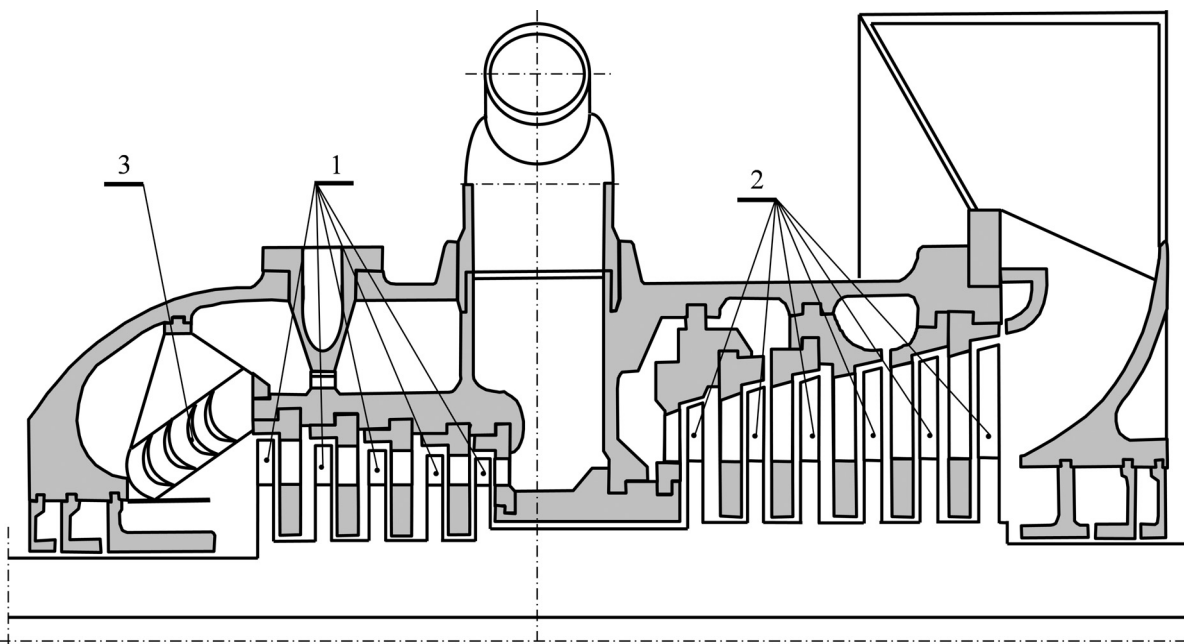


Рис. 5. Конструктивная схема цилиндра высокого и среднего давления с промежуточной (встроенной) сепарацией

Дальнейшее повышение экономичности турбоустановок АЭС за счет совершенствования теплового цикла возможно путем применения двукратной промежуточной сепарации. Известно, что если отсепарированная влага возвращается в регенеративные подогреватели тепловой схемы турбоустановки (не в конденсатор), то сепарация повышает термический КПД цикла. Однако большее влияние на экономичность турбоустановки сепарация оказывает через снижение потерь от влажности. Используя однопоточную конструкцию совмещенного цилиндра высокого и среднего давления с осушкой пара в сепараторе между частями высокого (ЧВД) и среднего давления (ЧСД), можно понизить потери от влажности в ЧСД, что в целом повысит КПД цилиндра (рис. 5).

В традиционной схеме без внутрицилиндровой сепарации влажность за ЦВД достигает (при разделительном давлении 0,75 МПа) величины порядка 16,5 %, что приводит не только к увеличенным потерям от влажности, но и к размыву проточной части. При применении промежуточного сепаратора влажность за цилиндром высокого и среднего давления может быть понижена до 10 %. Экономичность и мощность турбины в существенной мере зависит от эффективности работы сепаратора, ко-

торая определяется коэффициентом сепарации и потерями давления поворотной камере, включая потери в сепараторе. При оценке экономичности турбины необходимо учитывать также увеличение КПД совмещенной ЧВД по сравнению с традиционной двухпоточной ЧВД за счет увеличения высоты лопаток. При значении коэффициента сепарации около 0,6, потерях давления на поворотном участке около 1,5 % и росте высоты лопаток первых ступеней цилиндра высокого и среднего давления можно ожидать увеличение КПД турбоустановки приблизительно на 1,7 %.

Заключение

Использование усовершенствованного полуторного выхлопа и применение высокоэффективных встроенных сепараторов в цилиндре высокого и среднего давления позволило при начальном давлении свыше 7,5 МПа, пониженном конечном давлении в конденсаторе 2,5...4,0 кПа поднять КПД паротурбинной установки АЭС (брутто) до уровня 40...41 % по сравнению с достигнутым на сегодня 36...38 %.

Работа выполнена в рамках государственного задания «Наука».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Филиппов Г.А., Назаров О.И., Томков Ю.П. и др. Основные направления повышения мощности и экономичности быстроходных паровых турбин большой мощности для АЭС // Росэнергоатом. – 2004. – № 11. – С. 4–8.
2. Костюк А.Г., Фролов В.В., Булкин А.Е., Трухний А.Д. Паровые и газовые турбины для электростанций. – М.: Издательский дом МЭИ, 2008. – 556 с.
3. Филиппов Г.А., Назаров О.И., Томков Ю.П., Лисянский А.С. Основные направления создания турбоустановок для АЭС мощностью 1500–1700 МВт // Сб. докладов научно-технической конференции ОАО ВТИ. – М., 2002. – С. 24–29.
4. Филиппов Г.А., Лисянский А.С., Назаров О.И. Направления совершенствования быстроходных паровых турбин АЭС // Энергетические машины и установки. – 2008. – № 3. – С. 3–12.

Поступила 04.04.2012 г.

УДК 621.039.5:004.942

ОПТИМИЗАЦИЯ НЕЙТРОННО-ФИЗИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ ХРАНЕНИЯ ОТРАБОТАННОГО ТОПЛИВА

И.В. Шаманин, П.М. Гаврилов*, С.В. Беденко, В.В. Мартынов*

Томский политехнический университет

*ФГУП «Горно-химический комбинат», г. Железногорск

E-mail: bedenko@tpu.ru

Проведены расчетные исследования нейтронно-физических характеристик систем «сухого» хранения отработанного ядерного топлива реактора РБМК-1000. Оптимизированы параметры систем и схем обращения в процессе «сухого» хранения отработанного топлива за счет чередующегося размещения его слоев с различной глубиной выгорания и обогащения.

Ключевые слова:

«Сухое» хранение, отработанное ядерное топливо, нейтронно-физические характеристики, эффективный коэффициент размножения нейтронов.

Key words:

Dry storage system, spent nuclear fuel, neutron-physical parameters, effective neutron multiplication factor.

Состояние исследований

Темпы развития ядерной энергетики в значительной степени определяются внешними составляющими ядерного топливного цикла, в частности, долговременным хранением отработанного ядерного топлива (ОЯТ) и его переработкой.

Хранилища ОЯТ РБМК-1000, ВВЭР-440, ВВЭР-1000, БН-600, ЭГП-6 были спроектированы в 60–70 гг. прошлого века. В последние годы, когда одновременно с фактическим изменением концепции замкнутого топливного цикла изменились требования безопасности, возникла необходимость уплотнения хранения топлива и увеличения вместимости существующих хранилищ. В первую очередь это связано с увеличением количества ОЯТ реакторов РБМК и ВВЭР, так как топливо РБМК-1000, ВВЭР-1000, ЭГП-6 пока не перерабатывается и находится на хранении «мокрым» способом на АЭС в бассейнах промежуточной выдержки, которые близки к заполнению. Для снятия этой проблемы существует необходимость ввода в эксплуатацию дополнительной мощности по долговременному хранению (50 и более лет) ОЯТ [1, 2].

После заметного распада короткоживущих радионуклидов и предварительной выдержки ОЯТ в воде с целью снижения тепловыделения и радиоактивности, становится целесообразным переход на «сухой» метод хранения ОЯТ. Поэтому разноплановые исследования и научно-технические разработки для создания условий долговременного «сухого» хранения ОЯТ представляют большой практический интерес.

Целью работы является оптимизация нейтронно-физических параметров систем и схем размещения ОЯТ в процессе «сухого» хранения. Достижение указанной цели создает возможности для повышения эффективности и безопасности «сухого» хранилища отработанного ядерного топлива (СХОЯТ).

В настоящее время топливо реакторов РБМК-1000 вначале хранится под водой в приреакторных бассейнах выдержки, затем в долговременных хранилищах. С учетом состояния оболочек, которые определяют срок хранения отработанных ТВС (ОТВС) в воде не более 30 лет, возникает необходимость переходить на «сухое» хранение. Мировой опыт проектирования «сухих» хранилищ позволяет прогнозировать значительно более высокий, чем в бассейнах с водой, уровень ядерной безопасности, что достигается конструкцией прочных и герметичных гнезд хранения и пеналов, способных выдержать различные проектные и запроектные аварии, и отсутствием замедлителей нейтронов в камерах и пеналах.

На сегодняшний день общей задачей для всех хранилищ является жесткое обоснование ядерной безопасности при переходе на уран-эрбиевое топливо обогащением до 3 % по ^{235}U [2, 3]. Для обоснования ядерной безопасности систем хранения ОЯТ широко используют пакеты программ, реализующих метод Монте–Карло: MCU-RFFI, MCNP, SCALE, MMKFK-2, которые позволяют рассчитывать эффективный коэффициент размножения нейтронов $k_{\text{эфф}}$ в хранилище с точностью $\sim 10^{-4} \dots 10^{-6}$.

С появлением нового вида топлива – уран-эрбиевого для РБМК, уран-гадолиниевого для ВВЭР, смешанного оксидного $(\text{U,Pu})\text{O}_2$, нитридного $(\text{U,Pu})\text{N}$, карбидного $(\text{U,Pu})\text{C}$ для БН-600 и в перспективе для ВВЭР-1000, возникает необходимость обоснования безопасности имеющихся систем хранения.

Алгоритм расчета

Расчет проводился с использованием программного комплекса SCALE 5.0, позволяющего проводить расчёты нейтронно-физических параметров систем хранения и транспортных контейнеров с отработанным и свежим ядерным топливом, а также расчёты изотопного состава ОЯТ.

Для расчетных исследований использована аналитическая последовательность CSAS25, которая автоматически обрабатывает сечения, а затем в зависимости от начальных и граничных условий рассчитывает физический вес моделируемой размножающей системы.

Данная аналитическая последовательность позволяет проводить расчеты $k_{эфф}$ в 3D-геометрии. Для этого в программном комплексе SCALE 5.0 задается изотопный состав топлива или нескольких типов топлив, а также составы других материалов, которые затем используются при построении модели. В зависимости от поставленной задачи выбираются аналитическая последовательность и библиотека сечений. В расчетах использовалась 27-групповая библиотека сечений, полученная при свертке 218-групповой библиотеки констант на основании данных библиотеки ENDF/B-IV. Такой выбор оптимален при проведении расчетов на критичность.

В программном комплексе SCALE 5.0 используется ячейечный метод моделирования, что существенно упрощает расчёт нейтронно-физических параметров данной системы. При этом достаточно детально описывается геометрии одной ячейки, затем задается поле – массив размером 22×11 ячеек. Более подробно расчётная модель описана в следующем разделе.

Модуль CSAS25 последовательно запускает функциональные модули BONAMI, NITAWL-II и KENO V.a. для обработки требуемых сечений и расчета $k_{эфф}$ в СХОЯТ.

Расчетная модель камеры хранения ОЯТ

ОЯТ при хранении размещается в специальных гнездах, внутри которых, в свою очередь, размещаются герметичные пеналы с ОТВС. Каждая камера хранения имеет 242 гнезда для герметичных пеналов с ОТВС РБМК-1000, расположенных в гнезде в два яруса. В каждом гнезде размещается 3,503 т

(по урану) ОЯТ реактора РБМК-1000 (или 2,4 т ОЯТ реактора ВВЭР-1000).

Гнезда размещаются в квадратной решетке с шагом 1000 мм (диаметр гнезда 720 мм, толщина стенки 7 мм). Пенал представляет собой стальную трубу размером (диаметр и толщина стенки) 630×7 мм, длина пенала 4,1 м, изготовлен из стали марки 10ХСНД. В каждом пенале размещены по 31 ампулы с ОТВС РБМК-1000, рис. 1. Размер ампулы (диаметр и толщина стенки) 92×2 мм, ампулы расположены в треугольной решетке с шагом 96 мм. Пеналы в гнезде размещаются в два яруса друг над другом.

Для расчета значений $k_{эфф}$ расчетная модель в максимальной степени приближена к реальному хранилищу по геометрии. Каждое гнездо расчетной модели с размещенным в нем пеналом представляет собой ячейку.

Для описания одной ячейки СХОЯТ в программном комплексе SCALE 5.0 создается эквивалентная ячейка, называемая «UNIT». Из таких ячеек сформирован массив размером 22×11. Пример заполнения массива ячейками приведен на рис. 2.

Дополнительно были сделаны следующие допущения, усиливающие консервативность оценок ядерной безопасности [1, 2]:

- Топливо в пеналах «свежее» (проектная авария).
- Анализ ядерной безопасности для запроектных аварий произведен с учётом глубины выгорания.
- Из основных продуктов деления рассматривается только ^{149}Sm .
- Основными источниками спонтанных нейтронов являются изотопы Pu, Am и Cm.
- Основными источниками (α, n)-нейтронов являются диоксиды: ^{238}Pu , ^{241}Am , ^{242}Cm и ^{244}Cm .
- Система является ядерно-безопасной только в том случае, если $k_{эфф} \leq 0,85$.

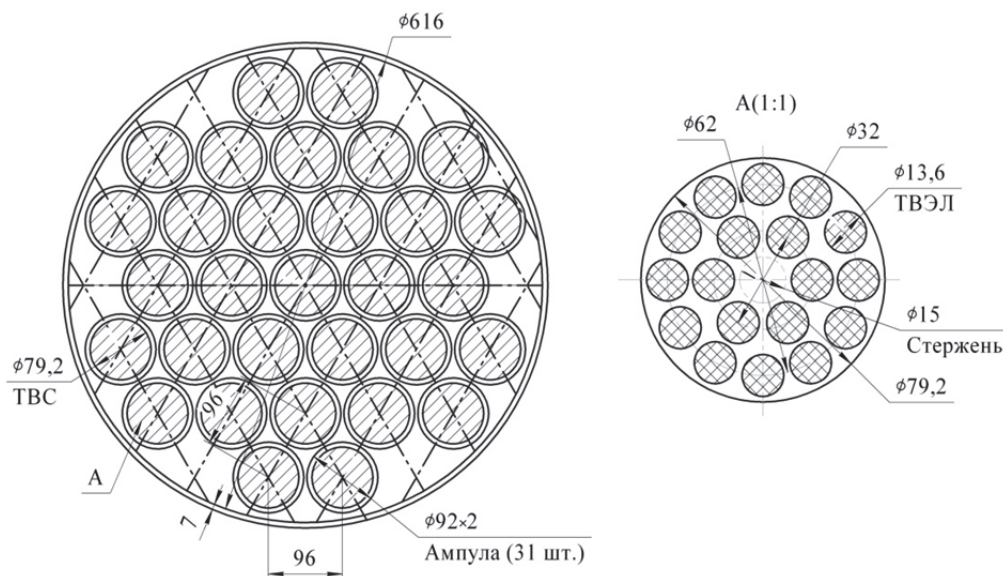


Рис. 1. Схема расположения ампул с ОТВС РБМК-1000 в пенале: А – схема расположения твэл в ТВС

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	
11	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
10	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
9	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
8	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
6	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
5	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
4	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
3	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
2	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Рис. 2. Массив размером 22x11, состоящий из ячеек одного типа

Результаты расчетов $k_{эфф}$ в одиночной камере СХОЯТ РБМК-1000

«Свежее» топливо. Рассмотрены варианты проектных (заполнение хранилища водой при отсутствии воды в самом гнезде с пеналом) и запроектных аварий (заполнение водой всего хранилища и всех ампул, находящихся в герметичных пеналах в гнезде хранилища).

При расчете $k_{эфф}$ СХОЯТ рассматривалось урановое топливо с обогащением 1,6; 2,0; 2,4; 2,6 и 2,8 %. Результаты расчета $k_{эфф}$ топлива с начальным обогащением 1,6 % для пяти вариантов загрузок:

1. В хранилище находится одно гнездо с пеналом, размещенное в центре, $k_{эфф}=0,1252\pm0,0004$.
2. Полная загрузка хранилища топливом, $k_{эфф}=0,2829\pm0,0008$.
3. В хранилище находится одно гнездо с пеналом, размещенное в центре. Все остальное пространство полностью заполнено водой, вода везде, кроме самого гнезда с пеналом, $k_{эфф}=0,3572\pm0,0010$.
4. Полная загрузка хранилища топливом. Все остальное пространство полностью заполнено водой, вода везде, кроме гнезд с пеналом, $k_{эфф}=0,3867\pm0,0009$.
5. Полная загрузка топливом. Рассмотрена внештатная (запроектная) авария, при которой происходит заполнение всего хранилища водой и всех ампул, находящихся в герметичных пеналах в гнезде хранилища, $k_{эфф}=0,8146\pm0,0014$.

Результаты расчета $k_{эфф}$ для топлива других вариантов обогащения сведены в таблицу. Таким образом, возникновение самоподдерживающейся цепной реакции деления возможно

только в случае запроектной аварии, например, когда происходит заполнение водой всего хранилища и отдельных его зон, и только для свежего топлива с обогащением свыше 2,6 %. Однако, данное событие имеет пренебрежимо малую вероятность. Кроме того, ядерная безопасность при запроектной аварии заведомо гарантирована при учёте факта выгорания топлива [2], так как в СХОЯТ хранится выгоревшее топливо.

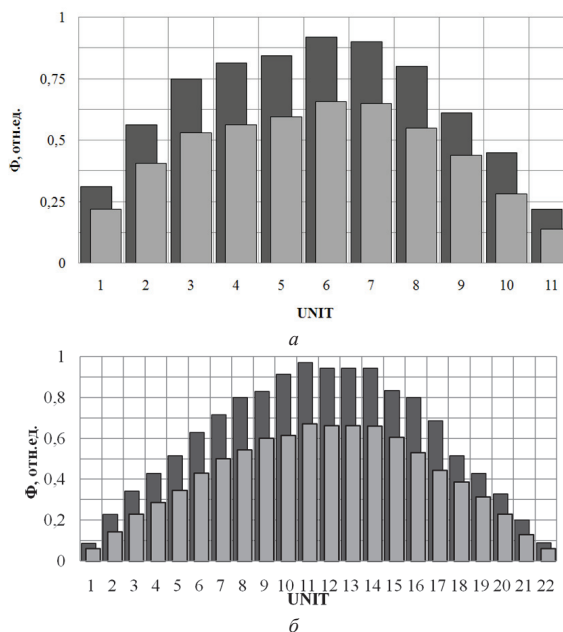


Рис. 3. Значения потоков быстрых нейтронов в зависимости от расположения UNIT в массиве; ■, □ – выдержка ОЯТ РБМК-1000 0,5 и 10 лет соответственно

Таблица. Расчетные значения $k_{эфф}$ СХОЯТ для топлива различного обогащения

Обогащение топлива, %	Варианты загрузок				
	1	2	3	4	5
1,6	0,1252±0,0004	0,2829±0,0008	0,3572±0,0010	0,3867±0,0009	0,8146±0,0014
2,0	0,1299±0,0004	0,3034±0,0006	0,3779±0,0010	0,4108±0,0011	0,8942±0,0014
2,4	0,1338±0,0004	0,3277±0,0007	0,4003±0,0011	0,4319±0,0013	0,9502±0,0015
2,6	0,1355±0,0004	0,3399±0,0008	0,4058±0,0012	0,4422±0,0012	0,9756±0,0017
2,8	0,1362±0,0004	0,3499±0,0008	0,4115±0,0012	0,4492±0,0011	0,9967±0,0014

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	
11	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5
10	39	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	5
9	40	1	1	1	1	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	1	1	1	5
8	41	1	1	1	2	2	2	3	3	3	3	3	3	3	3	3	2	2	2	1	1	1	5
7	42	1	1	1	2	2	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	2	2	1	1	1	1	5
6	43	1	1	1	2	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	2	1	1	1	1	5
5	44	1	1	1	2	2	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	2	2	1	1	1	1	5
4	45	1	1	1	2	2	2	3	3	3	3	3	3	3	3	2	2	2	1	1	1	1	5
3	46	1	1	1	1	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	1	1	1	1	5
2	47	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	5
1	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	

Рис. 4. Массив размером 22×11. UNIT 1, 2, 3 – гнезда с пенами, выгорание 20, 25, 30 ГВт-сут/т соответственно; 5, 39–69 – пустые гнезда

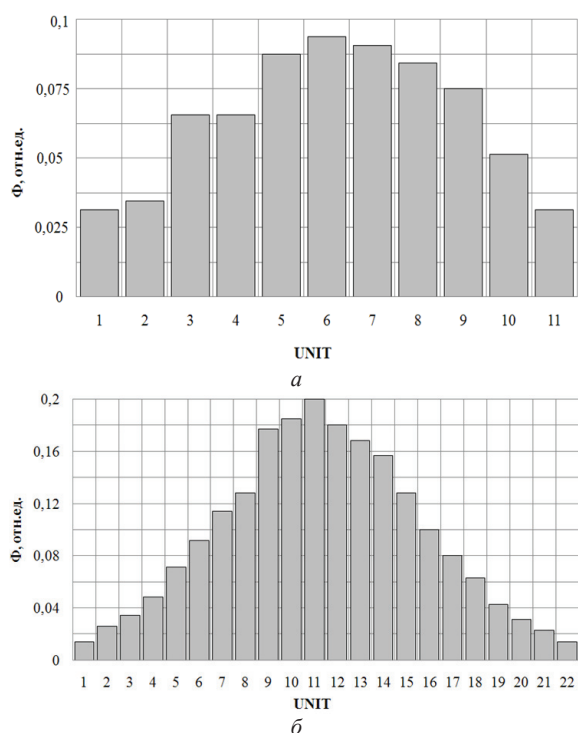


Рис. 5. Значения потоков быстрых нейтронов в зависимости от расположения UNIT в массиве, выдержка ОЯТ 10 лет

«Выгоревшее» топливо. СХОЯТ полностью загружено ОЯТ РБМК-1000 (обогащение – 2 %, выгорание – 20 ГВт-сут/т, выдержка – 180 сут. и 10 лет). Параметры источника нейтронов (нейтр./с·т) рассчитаны по данным работ [1, 3, 4], методика расчета изложена в работе [5].

Эффективный коэффициент размножения в СХОЯТ, загруженном ОЯТ РБМК-1000, составляет $k_{эфф}=0,2229\pm 0,0005$. Значения потоков нейтронов в зависимости от расположения UNIT в массиве приведены на рис. 3.

Расчетные исследования показали, что учёт глубины выгорания приводит к уменьшению значения $k_{эфф}$ на 32 %, и с точки зрения ядерной безопасности одиночная камера пролетом СХОЯТ является глубоко подкритической системой даже для за-

проектных аварий (с учётом глубины выгорания ОЯТ).

Уровни плотности потоков быстрых нейтронов превышают предельно допустимые значения при выгорании, начиная от 20 ГВт-сут/т.

На рис. 4 приведена одна из схем загрузки СХОЯТ, позволяющая снизить уровни нейтронного излучения в критических точках хранилища до предельно допустимых значений. Эффективный коэффициент размножения моделируемой системы равен $k_{эфф}=0,2148\pm 0,0003$.

Значения потоков в зависимости от расположения UNIT в массиве приведены на рис. 5.

Анализ возможных нейтронно-физических состояний технических систем «сухого» хранения отработанного топлива с различной глубиной выгорания показал, что необходима оптимизация схем размещения ОТВС в СХОЯТ с различной глубиной выгорания с целью уменьшения дозовой нагрузки на персонал.

Выводы

1. Установлено, что учёт глубины выгорания отработанного ядерного топлива реактора РБМК-1000 в технических системах сухого хранения приводит к снижению эффективного коэффициента размножения на 32 %, при этом система остается глубоко подкритической даже для запроектных аварий. Уровни нейтронного излучения при выгорании начиная с 20 ГВт-сут/т превышают предельно допустимые значения.
2. Оптимизация схем размещения отработанных сборок с различной глубиной выгорания в «сухом» хранилище позволяет уменьшить дозовую нагрузку на персонал, а также увеличить подкритичность.
3. Предложен вариант загрузки хранилища с чередованием слоев отработанного топлива с различной глубиной выгорания, что позволяет снизить уровни излучения в его критических точках до предельно допустимых значений.

Работа выполнена в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. (Мероприятие 1.2.1. Номер контракта П777 от 20 мая 2010 г.).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Беденко С.В., Шаманин И.В. Нейтронная активность отработанного керамического ядерного топлива // Известия вузов. Сер. Физика. – 2011. – Т. 54. – № 11/2. – С. 51–56.
2. Внуков В.С. Глубина выгорания как параметр ядерной безопасности хранилищ и транспортных упаковочных комплектов с отработавшим ядерным топливом // Атомная техника за рубежом. – 1990. – № 12. – С. 9–11.
3. Шаманин И.В., Буланенко В.И., Беденко С.В. Поле нейтронного излучения облученного керамического ядерного топлива различных типов // Известия вузов. Сер. Ядерная энергетика. – 2010. – № 2. – С. 97–103.
4. Беденко С.В., Гнетков Ф.В., Кадочников С.Д. Дозовые характеристики полей нейтронов облученного керамического ядерного топлива различных типов // Известия вузов. Сер. Ядерная энергетика. – 2010. – № 1. – С. 6–12.
5. Шаманин И.В., Беденко С.В., Павлюк А.О., Лызко В.А. Использование программы ORIGEN-ARP при расчете изотопного состава отработанного топлива реактора ВВЭР-1000 // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 317. – № 4. – С. 25–28.

Поступила 16.01.2012 г.

УДК 541.64:547.759.32

ПРИБЛИЖЕННОЕ ОБОБЩЕННОЕ РЕШЕНИЕ ТЕПЛОВОГО СОСТОЯНИЯ ТЕЛА ПРИ МАЛЫХ ЧИСЛАХ ФУРЬЕ ($Fo < 0,01$)

В.С. Логинов, О.С. Симонова

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

Получены простые аналитические решения при граничных условиях I и III родов, пригодные для расчета начальных стадий тепловых процессов в телах классической формы (пластина, цилиндр, шар).

Ключевые слова:

Теплопроводность, нестационарный тепловой режим, плотность теплового потока.

Key words:

Thermal conductivity, nonstationery thermal conditions, thermal flux density.

Введение

Длительная эксплуатация элементов энергетического оборудования (трубопроводы тепловых сетей, ядерные реакторы, турбогенераторы, ускорители заряженных частиц) в нерасчетных режимах приводит к их остановке. После ремонта проводится пуск в работу оборудования. В таких ситуациях зачастую наблюдаются необратимые тепловые процессы, связанные с разрушением тепловой и диэлектрической изоляции.

Особую актуальность представляет собой проектирование и расчет новых энергосберегающих энергетических установок с повышенными удельными энергетическими или электромагнитными характеристиками. Расчеты с большим количеством начальных и граничных условий не всегда приводят к достоверным результатам. Таким образом, возникла необходимость в обосновании и исследовании инженерного метода теплового расчета развития начальной стадии теплового процесса.

Постановка задачи

Ниже изложена методика с использованием так называемых датчиков плотности теплового потока [1]:

$$q = \rho c \delta \frac{\partial v}{\partial \tau},$$

где ρ – плотность; c – удельная массовая теплоемкость; δ – характерный размер; v – избыточная температура; τ – текущее время.

В [2] изложен простой метод оценки теплового состояния плоского элемента на начальной стадии процесса. Он не требует использования множества чисел краевой задачи Штурма–Лиувилля и решения трансцендентных уравнений. Целью настоящей работы является получение обобщенного решения теплового состояния элемента ($n=0$ – пластина; $n=1$ – цилиндр; $n=2$ – шар) справедливого для малых чисел Фурье ($Fo < 0,01$).

Пусть требуется приближенно решить одномерную нестационарную задачу теплопроводности

$$\frac{\partial \theta}{\partial Fo} = \frac{1}{R^n} \frac{\partial}{\partial R} \left(R^n \frac{\partial \theta}{\partial R} \right), \quad Fo > 0, \quad 0 < R < 1, \quad (1)$$

при краевых условиях

$$\theta(R, 0) = 1, \quad (2)$$

$$\theta(0, Fo) \neq \infty, \quad \frac{\partial \theta(0, Fo)}{\partial R} = 0, \quad (3)$$

$$\theta(1, Fo) = 0. \quad (4)$$

Здесь $\theta(R, Fo) = \frac{T(\xi, \tau) - T_c}{T_0 - T_c}$ – безразмерная

температура; $T(\xi, \tau)$, T_0 , T_c – соответственно температуры: текущая, начальная и на границе тела;

$R = \frac{\xi}{\xi_1}$ – безразмерная координата; ξ , ξ_1 – текущая

координата и толщина элемента; $Fo = \frac{a\tau}{\xi_1^2}$ – число

Фурье; a – коэффициент температуропроводности.

Исходя из физической теории размерности коэффициента температуропроводности примем, что он равен

$$a = \delta \frac{\partial \xi}{\partial \tau} \text{ или } 1 = L_0 \frac{\partial R}{\partial Fo}. \quad (5)$$

Подставив (5) в уравнение энергии (1), получим

$$\frac{\partial \theta}{\partial Fo} = \frac{L_0}{R^n} \frac{\partial}{\partial R} \left(R^n \frac{\partial \theta}{\partial Fo} \right), \quad Fo > 0 \quad (6)$$

или

$$\frac{R^n}{L_0} \frac{\partial \theta}{\partial Fo} = \frac{\partial}{\partial R} \left(R^n \frac{\partial \theta}{\partial Fo} \right),$$

решение которое с учетом условий (2), (4) имеет вид

$$\theta(R, Fo) = 1 - \frac{\exp[-(1-R)/\sqrt{Fo}]}{R^n}, \quad 0 < R \leq 1; \quad (7)$$

$$\theta(R, Fo) = 1 - \exp\left[-\frac{(1-R)}{(n+1)\sqrt{Fo}}\right], \quad Fo > 0, \quad R \geq 0. \quad (8)$$

Анализ решения (7):

1. При $Fo \rightarrow 0$, то $\theta(R, 0) \rightarrow 1$.
2. Если $R \rightarrow 1$, то $\theta(1, Fo) \rightarrow 0$.
3. Рассмотрим случай $R \rightarrow 0$. Для этого решение (7) представим в виде

$$\theta(R, Fo) R^n \sqrt{Fo} = R^n \sqrt{Fo} - \sqrt{Fo} \exp[-(1-R)/\sqrt{Fo}].$$

Возьмем производные от левой и правой частей по R :

$$\sqrt{Fo} \left[n R^{n-1} \theta(R, Fo) + R^n \frac{\partial \theta(R, Fo)}{\partial R} \right] = [n R^{n-1} \sqrt{Fo} - \exp(-(1-R)/\sqrt{Fo})].$$

При $R \rightarrow 0$ левая часть последнего выражения равна нулю, а правая часть будет равна нулю, если $Fo \rightarrow 0$. Это означает, что только в этом случае выполняется граничное условие (3).

Отметим, что решение (8) получено также методом оценки теплового состояния [2]. Для этого ур. (1) запишем так

$$\frac{\partial \theta}{\partial Fo} = \frac{\partial^2 \theta}{\partial R^2} + \frac{n}{R} \frac{\partial \theta}{\partial R}.$$

При $R \rightarrow 0$ второе слагаемое в правой части принимает неопределенность вида $0/0$. Раскрывая неопределенность по правилу Лопиталья, получим:

$$\frac{\partial \theta}{\partial Fo} = (n+1) \frac{\partial^2 \theta}{\partial R^2}, \quad Fo > 0, \quad R \rightarrow 0;$$

Решение дифференциального уравнения при краевых условиях (2), (4) имеет вид (8). Возьмем производную

$$\frac{\partial \theta(0, Fo)}{\partial R} = -\frac{1}{(n+1)\sqrt{Fo}} \exp\left[-\frac{1}{(n+1)\sqrt{Fo}}\right].$$

Если $Fo \rightarrow \infty$, то производная в этой точке равна нулю.

При $Fo \rightarrow 0$, раскрывая неопределенность $0/0$, получим

$$\frac{\partial \theta(0, Fo)}{\partial R} = -\frac{2\sqrt{Fo}}{(n+1)} \exp\left[-\frac{1}{(n+1)\sqrt{Fo}}\right] = 0.$$

Таким образом, решение (8) справедливо для малых моментов времени. По закону Фурье плотность теплового потока на внешней границе элемента равна

$$q = -\lambda \left(\frac{\partial T}{\partial \xi} \right)_{\xi=\xi_1} = \sqrt{\lambda c_p \rho / \tau} (T_0 - T_c) (1 - n\sqrt{Fo}). \quad (9)$$

Пример. Определить температуры в телах классической формы ($n=0$ – пластина, $n=1$ – цилиндр, $n=2$ – шар) в координате $R=0,4$ для безразмерного числа Фурье $Fo=0,0001; 0,001, 0,002; 0,01; 0,02$. Тело нагрето до температуры $T=473$ К (200°C) и в начальный момент времени оно помещено в тающий лед $T_c=273$ К (0°C).

Решение. Например, для шара $n=2$, $Fo=0,02$, $R=0,4$. По формуле (7) вычисляем

$$\theta^{np}(R, Fo) = 1 - \frac{\exp[-(1-R)/\sqrt{Fo}]}{R^2} = 1 - \frac{\exp[-(1-0,4)/\sqrt{0,02}]}{0,4^2} = 0,91.$$

Погрешность расчета по сравнению с точным значением [3] равна

$$\varepsilon = \frac{\theta(R, Fo) - \theta^{np}(R, Fo)}{\theta(R, Fo)} = \frac{1 - 0,91}{1} \cdot 100\% = 8,98\%.$$

Если $R=0$, то в формуле (8) $\theta^{np}(R, Fo)=1,0$; $\varepsilon=0,0\%$. Для цилиндра $n=1$, $Fo=0,02$, $R=0,4$,

$$\theta^{np}(R, Fo) = 1 - \frac{\exp[-(1-R)/\sqrt{Fo}]}{R} = 0,964; \quad \varepsilon = 3,59\%.$$

Для $R=0$, $Fo=0,02$, $\theta^{np}(R, Fo)=1,0$; $\varepsilon=0,0\%$.

Для пластины $n=0$, $Fo=0,02$, $R=0,4$ получаем $\theta^{np}(R, Fo)=0,986$; $\varepsilon=1,44\%$.

При $R=0$ $\theta^{np}(R, Fo)=1,0$; $\varepsilon=0,0\%$.

В табл. 1, 2 представлены результаты расчетов по ур. (7), (8) и дано сравнение полученных результатов с точными значениями [3].

В стационарном режиме $\frac{\partial \theta}{\partial Fo} = 0$, $Fo \rightarrow \infty$,

$\theta(R) \rightarrow 0$, т. е. температура элемента в любой точке равна T_c .

Таблица 1. Изменение во времени безразмерной температуры в пластине

Fo	R=0,0			R=0,4		
	$\theta(R, Fo)$ Расчет по [3, ур. (30)]	$\theta^*(R, Fo)$ Расчет по ур. (8)	$\varepsilon, \%$	$\theta(R, Fo)$ Расчет по [3, ур. (28)]	$\theta^*(R, Fo)$ Расчет по ур. (7)	$\varepsilon, \%$
0,0001	1,000	1,000	0,000	1,000	1,000	0,000
0,0010	1,000	1,000	0,000	1,000	1,000	0,000
0,0020	1,000	1,000	0,000	1,000	1,000	0,000
0,01	1,000	1,000	0,000	1,000	0,998	0,020
0,02	1,000	0,999	0,085	0,997	0,986	1,103
0,04	0,9992	0,993	0,594	0,966	0,950	1,656
0,1	0,9493	0,958	-0,882	0,819	0,850	-3,780

Таблица 2. Изменение во времени безразмерной температуры в шаре

Fo	R=0,0			R=0,4		
	$\theta(R, Fo)$ Расчет по [3, ур. (35)]	$\theta^*(R, Fo)$ Расчет по ур. (8)	$\varepsilon, \%$	$\theta(R, Fo)$ Расчет по [3, ур. (34)]	$\theta^*(R, Fo)$ Расчет по ур. (7)	$\varepsilon, \%$
0,0001		1,000	0,000	1,000	1,000	0,000
0,0010		1,000	0,000	1,000	1,000	0,000
0,0020	1,000	1,000	0,000	1,000	1,000	0,000
0,01		0,964	3,6	1,000	0,985	1,500
0,02		0,905	9,5	0,993	0,910	8,980

Влияние внешнего теплообмена в окружающую среду

Для решения этой задачи условие (4) заменим на граничное условие третьего рода и запишем его

так

$$-\frac{\partial \theta(1, Fo)}{\partial R} = Bi \theta(1, Fo), \quad (10)$$

где $\theta(R, Fo) = \frac{T(\xi, \tau) - T_{жс}}{T_0 - T_{жс}}$ – безразмерная температура;

$Bi = \frac{\alpha \xi_1}{\lambda}$ – число Био.

Решение системы уравнений (1)–(3), (10) приближенным методом [2] имеет вид

$$\theta(R, Fo) = 1 - \frac{Bi \sqrt{Fo} \exp[-(1-R)/\sqrt{Fo}]}{R^n [1 + (Bi+n)\sqrt{Fo}]}, \quad 0 < R \leq 1; \quad (11)$$

$$\theta(0, Fo) = 1 - \frac{(n+1)\sqrt{Fo} Bi \exp\left[-\frac{(1-R)}{(n+1)\sqrt{Fo}}\right]}{[1 + Bi(n+1)\sqrt{Fo}]}, \quad Fo > 0, R \geq 0. \quad (12)$$

На рис. 1, 2 представлены результаты сравнения по точным зависимостям [3] и по формулам (11), (12).

Анализ решений (11), (12):

- 1) При $Fo \rightarrow 0 \theta \rightarrow 1$.
- 2) Если $Bi \rightarrow 0$, то $\theta \rightarrow 1$.
- 3) Из решения (12) находим

$$\frac{\partial \theta(0, Fo)}{\partial R} = \lim_{R \rightarrow 0} \left\{ -\frac{Bi \exp[-1/(n+1)\sqrt{Fo}]}{[(Bi+n)\sqrt{Fo} + 1]} \right\}:$$

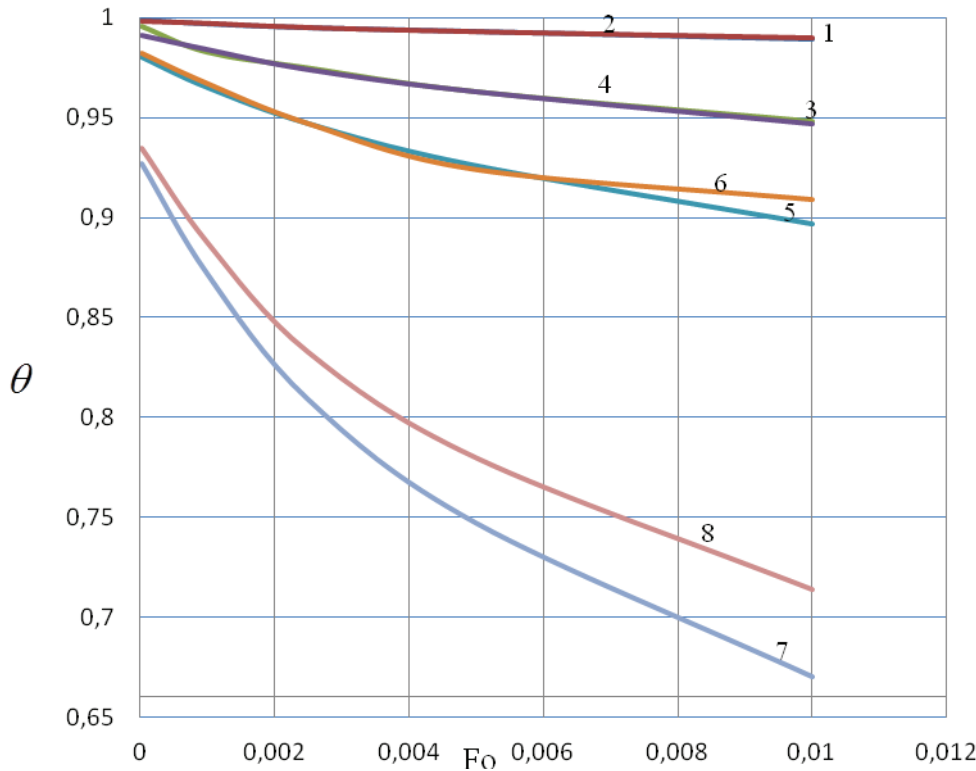


Рис. 1. Относительные температуры на поверхности пластины ($n=0, R=1$). Кривая температуры при Bi : 1,2) 0,1; 3,4) 0,5; 5,6) 1,0; 7,8) 4,0. Расчет по [3, ур. 40] и (11) соответственно

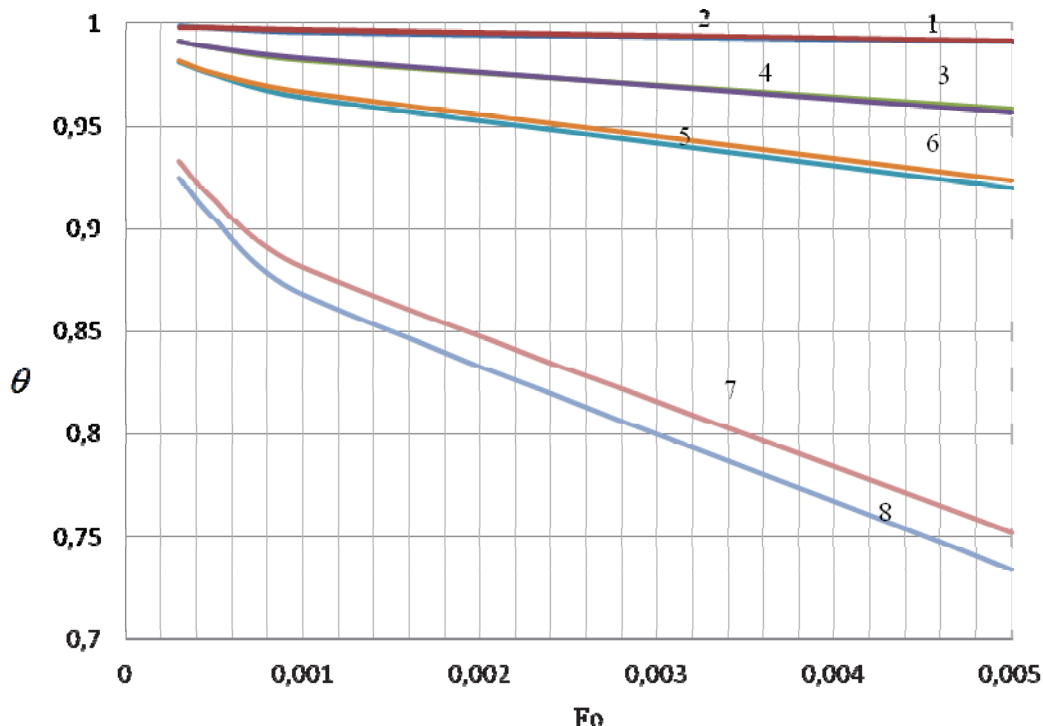


Рис. 2. Относительные температуры на поверхности шара ($n=2, R=1,0$). Кривая температуры при Bi : 1,2) 0,1; 3,4) 0,5; 5,6) 1,0; 7,8) 4,0. Расчет по [3, ур. 40] и (11) соответственно

а) если $Fo \rightarrow 0$, то $\frac{\partial \theta(0, Fo)}{\partial R} \rightarrow 0$;

б) при $Fo \rightarrow \infty$, $\frac{\partial \theta(0, Fo)}{\partial R} \rightarrow 0$.

Как видно, решение (11) справедливо для поверхности пластины, у которой $Bi\sqrt{Fo} < 0,4$, или шара ($Bi\sqrt{Fo} < 0,126$).

Полученные приближенные аналитические решения полезны для оценки начальной стадии физического, в частности, теплового процесса в элементах классической формы. Они могут быть использованы при тестировании программных про-

дуктов на ПЭВМ, а также при разработке элементов специального энергетического оборудования.

Выводы

Впервые получены простые приближенные аналитические зависимости для расчета нестационарной температуры в элементе (пластина, цилиндр, шар). Использование полученных решений возможно для оценки начальной стадии физического, в частности, теплового процесса при малых числах Био–Фурье ($0,126 < Bi\sqrt{Fo} < 0,4$) при граничных условиях первого или третьего рода.

Работа выполнена по государственному контракту № 14.740.11.0101.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Полежаев Ю.В., Юревич Б.Ф. Тепловая защита. – М.: Энергия, 1976. – 391 с.
2. Логинов В.С., Шабунина О.С. Приближенные методы оценки теплового состояния элемента при малых ($Fo < 0,02$) и больших

- ($Fo > 0,1$) числах Фурье // Известия РАН. Сер. Энергетика. – 2011. – № 1. – С. 70–74.
3. Лыков А.В. Теория теплопроводности. – М.: Высшая школа, 1967. – 600 с.

Поступила 02.03.2012 г.

УДК 662.815.4

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ПРЕДПОСЫЛКИ К ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА ТОПЛИВНЫХ БРИКЕТОВ ИЗ ТОРФА

А.С. Заворин, А.В. Казаков, Р.Б. Табакаев

Томский политехнический университет

E-mail: TabakaevRB@tpu.ru

Приводятся результаты экспериментальных исследований топливных брикетов из торфа, предназначенных для сжигания в слоевых топочных устройствах. Приведены теплотехнические и прочностные характеристики, элементный состав полученных брикетов.

Ключевые слова:

Энергоресурсы, торф, топливные брикеты, теплотехнические характеристики, элементный состав, пиролиз, полукокс, пиролизный конденсат, материальный баланс.

Key words:

Energy resources, peat, fuel briquettes, thermotechnical characteristics, elemental composition, pyrolysis, semicoke, pyrolysis condensate, material balance.

Введение

В соответствии с программой «Энергетическая стратегия России на период до 2020 г.» плановый объем ввода новых генерирующих мощностей составляет почти 41 ГВт [1], что, соответственно, влечет за собой рост потребности в сырьевых ресурсах. В свою очередь, прироста потребления природного газа тепловыми электростанциями по сравнению с современным уровнем не ожидается, а даже, наоборот, существует намерение ОАО «Газпром» снизить в ближайшие годы объем поставок газа для электроэнергетики РФ [2]. Напряженная ситуация с добычей угля (взрывы и последующие долгосрочные восстановительные работы на ряде шахт, перегруженность железнодорожных путей, приводящая к срыву сроков поставки угля), негативное общественное мнение по ядерной энергетике (аварии на Чернобыльской АЭС, «Фукусима-1»), огромные затраты и экологические последствия строительства ГЭС создают сложности не только в выполнении программы развития, но и актуализируют вопрос энергетической безопасности России.

Сложившаяся ситуация подводит к необходимости широкого использования местных, прежде всего возобновляемых, энергоресурсов, таких как торф, запасы которого в нашей стране составляют более 28,7 млрд т [3]. Располагаясь на поверхности земли, тем самым сводя до минимума затраты на добычу и транспортировку, торф, однако, практически не востребован в энергетике. Данный факт прежде всего обусловлен его низкими теплотехническими характеристиками (высокой влажностью, низкой теплотой сгорания), трудностями при транспортировке (торф слеживается, слипается, смерзается, затрудняя разгрузку).

Выполненные ранее работы по переработке торфа [4–6] не нашли применения в промышленности, вероятно, потому, что в способах переработки использовалось дорогое и энергозатратное прессовое оборудование, завышающее себестоимость продукции.

Задача разработки технологии, которая смогла бы задействовать торф на топливно-энергетическом рынке, является актуальной.

Основные положения технологии

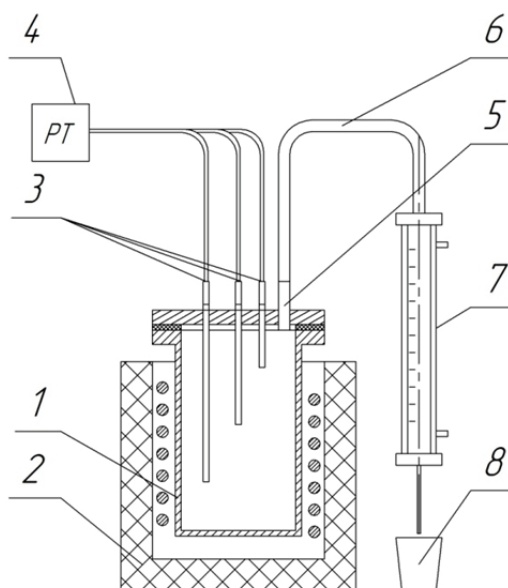
Технологический процесс, основанный на термической деструкции твердого топлива, состоит из трех этапов. На первом этапе торф подвергается пиролизу при температуре до 400 °С, что позволяет использовать для оборудования углеродистые стали обыкновенного качества. В результате термообработки происходит разложение торфа на полукокс, пиролизный конденсат и полукоксый газ, который, являясь побочным продуктом технологии, может использоваться непосредственно как топливо для осуществления процесса пиролиза, тем самым снижая затраты на собственные нужды. На втором этапе полукокс измельчается, смешивается с пиролизным конденсатом, образуя формовочную смесь. Из полученной смеси полукокса и пиролизного конденсата формируется брикетный сырец. Заключительным этапом является сушка брикетного сырья при температуре 105...110 °С с последующим отверждением при температуре 20 °С.

Экспериментальная установка для термообработки

Для осуществления термической обработки торфа разработана экспериментальная установка (рис. 1). Через загрузочное отверстие реактора – 1 производится загрузка торфа. Нагрев реактора осуществляется по периметру при помощи электронагревателя – 2, температура в слое торфа фиксируется при помощи системы термомпар – 3 и регистрирующего устройства – 4. Получаемые летучие продукты пиролиза (пары пирогенетической влаги и смолы, полукоксый газ) отводятся через газоотводящий патрубок – 5 по термостойкому шлангу – 6 в холодильник – 7, где полукоксый газ охлаждается, пары пирогенетической влаги и смолы конденсируются, образуя пиролизный конденсат, который собирается в емкости для сбос-



а



б

Рис. 1. Вид в сборе (а) установки для пиролиза низкосортного сырья и ее принципиальная схема (б): 1) реактор, 2) электроннагреватель, 3) система термопар, 4) регистратор температуры, 5) патрубок для отвода летучих продуктов пиролиза, 6) термостойкий шланг, 7) холодильник, 8) емкость для сбора конденсата

ра конденсата – 8. Полукоксовый газ после прохождения холодильника направляется на анализ.

Полукокк извлекается из реактора после проведения эксперимента и остывания реактора.

Исходное сырье

Исследуемые образцы представляют торф Суховского и Аркадьевского месторождений Томской области, добытый с глубины 0,5...1 м. Теплотехнические характеристики и элементный состав этих торфов приведены в табл. 1 и 2. Месторождения полностью сложены одним типом залежи – низинным, относятся к группе среднеразложившихся торфов (степень разложения суховского торфа – 27 %, аркадьевского – 30 % [7]). Величина естественной влажности (38...60 %) объясняется тем, что месторождения были осушены под промышленное использование.

Торф Суховского месторождения коричневого цвета, уплотненный, характеризуется высоким выходом летучих, высокой влажностью, умеренной зольностью, что в совокупности приводит к низкой теплоте сгорания. Торф Аркадьевского месторождения черного цвета, рыхлый, имеет высокий выход летучих, умеренную влажность и зольность, как следствие, умеренную теплоту сгорания.

Анализируя эти характеристики, закономерно прийти к выводу, что исследуемые разновидности торфа Томской области, несмотря на предварительную осушку месторождений, в естественном состоянии не являются перспективным топливом для использования в энергетике, а могут рассматриваться как технологическое сырьё (производство препаратов для животноводства, защита растений, повышение плодородия почв и др. [3]).

Таблица 1. Теплотехнические характеристики образцов торфа Суховского и Аркадьевского месторождений

Теплотехнические характеристики	Торф	
	Суховской	Аркадьевский
Влажность на рабочую массу $W_{i,r}$, %	59,6	38,2
Зольность на сухую массу A^d , %	39,5	31,5
Зольность на рабочую массу A' , %	15,9	19,5
Выход летучих веществ V^{daf} , %	69,3	71,0
Теплота сгорания Q'_i , МДж/кг	1,7	5,5

Таблица 2. Элементный состав торфа Суховского и Аркадьевского месторождений

Торф	Элементный состав на горючую массу, %				
	C^{daf}	H^{daf}	N^{daf}	S^{daf}	O^{daf}
Суховской	41,85	4,03	2,13	0,15	51,84
Аркадьевский	45,81	4,52	2,91	0,15	46,61

Результаты термообработки торфа

Термическая обработка исследуемых торфов происходила при одинаковой мощности нагревателя и температуре 400 °С. Массовый выход полученных продуктов пиролиза и их теплотворная способность приведены в табл. 3 и 4 соответственно.

Таблица 3. Материальный баланс термической переработки торфов

Торф	Выход продуктов пиролиза на сухую массу, %		
	Полукокк	Полукоксовый газ	Пиролизный конденсат
Суховской	70,37	17,80	11,83
Аркадьевский	70,63	18,85	10,52

Образующийся полукокк представляет собой хрупкий и сухой пористый материал с повышенным содержанием углерода и теплотой сгорания порядка 10 МДж/кг. Пиролизный конденсат – вязкая масса, темно-коричневого цвета, с хорошими клейкими свойствами и высокой теплотой сгорания 27...28 МДж/кг. Полукоксовый газ содержит в своем составе такие горючие компоненты как H_2 , CO , C_nH_m , в результате чего его теплота сгорания достигает 8...11 МДж/м³.

Таблица 4. Теплотехнические характеристики продуктов пиролиза торфа

Теплотехнические характеристики	Суховской торф		Аркадьевский торф	
	Полу-кокк	Пиролизный конденсат	Полу-кокк	Пиролизный конденсат
Зольность на сухую массу A^a , %	50,0	0,0	42,0	0,0
Выход летучих веществ V^{vol} , %	35,4	100,0	23,3	100,0
Теплота сгорания Q^i , МДж/кг	9,8	27,1	10,0	28,0

Поиск оптимальных параметров термической обработки с целью увеличить выход наиболее ценного продукта для технологического использования – пиролизного конденсата – проведен путем экспериментов при различной скорости нагрева (рис. 2).

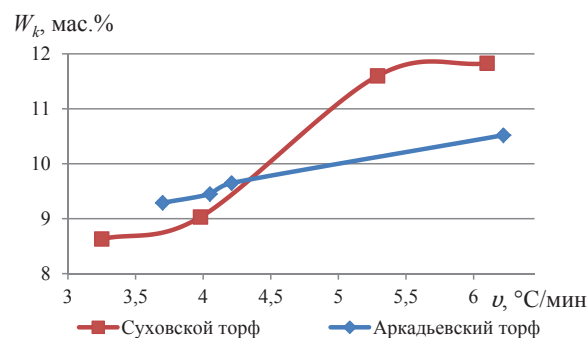


Рис. 2. Зависимость массового выхода пиролизного конденсата W_k от скорости нагрева торфа v (сухая масса)

Существенного увеличения в выходе пиролизного конденсата удается достичь только для торфа Суховского месторождения. Изменение в выходе пиролизного конденсата для торфа Аркадьевского месторождения попадает в интервал допустимой погрешности.

Результаты формирования брикетного сырца

Полукокк, полученный при термообработке торфа, измельчался до размеров частиц не более 1 мм, после чего смешивался с пиролизным конденсатом в соотношении 1:1 (по массе), которое является оптимальным для формовки. Последовательное увеличение концентрации полукоккса до 60 % приводит к тому, что формовочная смесь становится слишком сухой, связующего вещества не хватает и брикетный сырец не формируется без

приложения усилий пресса. Увеличение содержания пиролизного конденсата до 60 %, наоборот, делает смесь слишком вязкой, не позволяя придать брикетному сырцу устойчивую форму.

Теплотехнические характеристики полученных брикетов приведены в табл. 5.

Таблица 5. Теплотехнические характеристики брикетов из продуктов термической обработки торфов Суховского и Аркадьевского месторождений [8]

Теплотехнические характеристики	Брикет	
	суховской	аркадьевский
Влажность на рабочую массу W^r , %	0,0	0,0
Зольность на сухую массу A^a , %	32,2	48,0
Выход летучих веществ V^{vol} , %	82,6	89,6
Теплота сгорания Q^i , МДж/кг	17,7	14,0

Полученные брикеты за счет содержания в своем составе пиролизного конденсата обладают влагостойкостью. Испытания на влагостойкость проводились по ГОСТ 21290-75, согласно которому брикеты взвешивались, помещались в сосуд с водой, где выдерживались в течение суток, после чего брикеты вынимались, выдерживались на воздухе (две минуты) для стекания воды и взвешивались. Изменения массы не происходило, что свидетельствует о высокой влагостойкости брикетов.

На пригодность использования в качестве связующего вещества были исследованы также декстрины – один из наиболее дешевых связующих, используемых в промышленности, и бумага, пропитанная пиролизным конденсатом.

Декстрин является продуктом термической переработки картофельного или кукурузного крахмала, имеет, в зависимости от сорта, белую, палевою или желтую окраску, при растворении в воде образует клейстер. Формовочную смесь получали путем смешивания пиролизного конденсата с декстрином, подогревая её до температуры 50...70 °C. Исследовались формовочные смеси с 5, 10, 15, 20, 30%-м содержанием декстрина (по массе).

Использование 5%-го раствора в качестве связующего позволило задействовать полностью весь полукокк, как в случае с суховским торфом, так и с аркадьевским. Формовочная смесь получилась однородной, клейкой. Она легко поддается формовке, сохраняет принятую форму. Соответствующие результаты показало применение и 10%-го раствора.

Более концентрированные растворы декстрина не смогли связать весь полукокк в формовочную смесь. Смесь получалась сухой, неоднородной, состоящей из слоев, что негативно сказывалось на формировании брикетного сырца, заставляя затрачивать дополнительные усилия для придания формы.

Бумага пропитывалась пиролизным конденсатом и добавлялась при формовке брикетов из полукоккса и пиролизного конденсата. Были сформированы брикеты из полукоккса торфа Суховского

месторождения и формовочной смеси с 10%-м содержанием декстрина, а также брикет с добавлением пропитанной бумаги (табл. 6).

Таблица 6. Теплотехнические характеристики брикетов из торфяного полукокса, полученные с добавлением наполнителей к пиролизному конденсату [8]

Теплотехнические характеристики	Брикет суховской	
	с декстрином	с бумагой
Влажность на рабочую массу W_r , %	0,0	0,0
Зольность на сухую массу A^d , %	38,4	27,3
Выход летучих веществ V^{lat} , %	51,3	93,1
Теплота сгорания Q_i , МДж/кг	8,47	21,64

Добавление пропитанной бумаги при формовке брикета позволило увеличить теплоту сгорания брикета из продуктов пиролиза торфа Суховского месторождения с 17,7 до 21,64 МДж/кг, при этом брикет не утратил свойства влагостойкости. Брикет с содержанием декстрина имеет меньшую теплоту сгорания, к тому же не обладает влагостойкостью.

Испытания брикетов на прочность

Испытания на механическую прочность топливных брикетов производились по ГОСТ 21289-75 «Брикеты угольные. Методы определения механической прочности». Сущность данного метода заключается в сжатии брикета с помощью пресса для определения максимальной нагрузки, которую сможет выдержать брикет. Вторым испытанием является сбрасывание брикетов на металлическую плиту с высоты 1,5 м, после чего сброшенные брикеты собирались, просеивались на сите и взвешивались. Далее составляется отношение массы брикета после сбрасывания к начальной.

Результаты испытаний показали, что механической прочностью при сбрасывании обладают все брикеты, устойчивость к разрушению при падении составила 100 % для всех образцов исследуемых брикетов. Максимальная нагрузка на сжатие суховского брикета составила 0,400 МПа, аркадьевского – 0,110 МПа, суховского с декстрином – 0,006 МПа, суховского с бумагой – 0,430 МПа [9].

Согласно ГОСТ 9963-84 «Брикеты торфяные для коммунально-бытовых нужд. Технические требования» к брикетам предъявлены требования по механической прочности при сбрасывании – не менее 95 %. Полученные выше результаты определения прочностных характеристик показали, что все полученные брикеты обладают требуемой меха-

нической прочностью. Брикеты из продуктов пиролиза суховского торфа обладают большим сопротивлением на сжатие, чем брикеты из торфа аркадьевского. Также при сравнении максимальной нагрузки брикетов можно заметить, что добавление пропитанной бумаги способствовало увеличению механической прочности. Брикет суховской с декстрином показал наихудший результат. При этом внешняя поверхность брикета после сушки в сушильном шкафу при температуре 105 °С покрылась мелкими трещинками, что, вероятно, свидетельствует о необходимости понижения температуры и скорости сушки.

Влияние температуры сушки на прочность брикета было исследовано на полукоксе торфа Суховского месторождения и формовочной смеси с 10%-м содержанием декстрина. Максимальная нагрузка на сжатие брикета с декстрином, высушенного при температуре 105 °С, составила 0,006 МПа, при 50 °С – 0,265 МПа, при 20 °С – 0,460 МПа.

Полученные результаты показывают, что наибольшей механической прочностью на сжатие по сравнению со всеми описанными брикетами обладают брикеты с декстрином, высушенные при комнатной температуре (20 °С).

Выводы

1. Предложена и апробирована на примере торфов Томской области технология переработки торфа в топливные брикеты, предназначенные для использования в топливосжигающих устройствах слоевого типа.
2. Экспериментально исследована возможность использования наполняющих добавок к связующему в виде дешевых утилизируемых материалов.
3. Теплота сгорания полученных брикетов составляет 8,47...21,64 МДж/кг, что в 2,5...12,7 раз превосходит теплоту сгорания исходных топлив.
4. Наиболее перспективной технологией является получение брикета с добавлением пропитанной бумаги. Он обладает высокими прочностными характеристиками и самой высокой теплотой сгорания, небольшой зольностью и высоким выходом летучих. К тому же наличие влагостойкости существенно сокращает затраты на хранение и подготовку топлива для котельных.

Работа выполнена в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Программа «Энергетическая стратегия России на период до 2020 года». Утверждена распоряжением Правительства Российской Федерации № 1234-р от 28 августа 2003 года // Официальный сайт Министерства промышленности и торговли РФ. [2004–2010]. Дата обновления: 06.10.2005. URL: <http://www.minprom.gov.ru/docs/strateg/1> (дата обращения: 24.10.2011).
2. Стратегия в области электроэнергетики // Официальный сайт ОАО «Газпром». [2003–2011]. Дата обновления: 24.10.2011. URL: <http://www.gazprom.ru/strategy/energetics/> (дата обращения: 24.10.2011).
3. Томская область. Общая информация о регионе // Официальный интернет портал Администрации Томской области [1998–2011]. Дата обновления: 24.10.2011. URL: http://tomsk.gov.ru/gu/tomsk_region/ (дата обращения: 24.10.2011).
4. Смольянинов С.И., Маслов С.Г. Термобрикети́рование торфа. – Томск: Изд-во ТГУ, 1975. – 108 с.
5. Булышко М.Г. Иванов В.Н. Сарматов М.И. Брикетирование торфа. – М.: Госэнергоиздат, 1962. – 303 с.
6. Способ изготовления брикетного топлива: пат. 2375414 Рос. Федерация. № 2008135644/04; заявл. 02.09.08; опубл. 10.12.09.
7. Инишева Л.И. Торфяные ресурсы Томской области и их использование. – Новосибирск: Б.и., 1995. – 88 с.
8. Бардашова Н.В., Беккер Е.Г. Исследование топливных характеристик брикетного образца // Современные техника и технологии: Сб. трудов XVII Междунар. научно-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. В 3-х т. – Т. 3. – Томск: Изд-во ТПУ, 2012. – С. 189–190.
9. Казаков А.В., Табакаев Р.Б., Плахова Т.М. Влияние связующих веществ на прочностные свойства топливных брикетов из торфа // Теплофизические основы энергетических технологий: Сб. научных трудов II Всероссийской научно-практ. конф. – Томск: Изд-во ТПУ, 2011. – С. 222–225.

Поступила 20.02.2012 г.

УДК 662.76

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ТЕРМИЧЕСКОЙ КОНВЕРСИИ ДРЕВЕСНОЙ БИОМАССЫ

Г.В. Кузнецов, Р.Н. Кулеш, М. Полсонгкрам

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

Проведены экспериментальные исследования закономерностей термического разложения шести разновидностей древесной биомассы в диапазоне изменения температур до 600 °С при различных скоростях нагрева материалов. Установлено, что выход твёрдых (углистое вещество), жидких (биотопливо) и газообразных (биогаз) продуктов почти не зависит от темпа нагрева. Полученные результаты являются основой для разработки мероприятий по повышению энергоэффективности технологических процессов термической конверсии биомассы. Установлена общность зависимостей глубины термических превращений от температуры и темпа нагрева, существенно отличающихся по своей структуре, условиям роста и исходным характеристикам разновидностей древесной биомассы.

Ключевые слова:

Медленный пиролиз, древесная биомасса, термическое разложение, темп нагрева, углистое вещество, биотопливо, биогаз.

Key words:

Slow pyrolysis, woody biomass, thermal decomposition, rate of heating carbonaceous material, biofuel, biogas.

Введение

Известно [1], что использование древесной биомассы является, возможно, самым перспективным направлением развития биоэнергетики, которая, в свою очередь, небезосновательно считается многими экспертами [2, 3] самым реальным возобновляемым источником электрической и тепловой энергии для многих территорий. Кроме того древесная биомасса является хорошим сырьем для получения жидкого биотоплива, биогаза и углистого вещества, диапазон возможных областей применения которого очень высок [1]. Но, несмотря на повышенное (по сравнению с другими энергоресурсами) внимание исследователей и инженеров на многих континентах [2–5], до настоящего времени нет примеров широкомасштабного применения древесной биомассы как непосредственно в энергетике, так и в производстве вторичных энергоносителей (биотопливо, биогаз).

Скорее всего, такое состояние работ по прямому или косвенному использованию древесины в энергетике обусловлено объективными причинами, основной из которых является отсутствие достаточной для промышленной реализации научно-технической проработки процессов термической конверсии такой биомассы. Так, например, не выполнены до настоящего времени оценки энергоэффективности технологий медленного пиролиза древесной биомассы в наиболее типичных диапазонах изменения температур. Установлены по группе типичных разновидностей этого сырья основные закономерности процессов термического разложения [6, 7], но не изучено влияние темпа нагрева биомассы на состояние конечных продуктов термической конверсии.

Известно [2], что скорость нагрева – один из параметров, определяющих выход продуктов во время процесса пиролиза. При низкой скорости

нагрева достаточно велико сопротивление переносу массы или тепла внутри образца. Увеличение скорости нагрева позволяет интенсифицировать процессы переноса тепла и массы, а также увеличить выход газа и жидкости при одновременном уменьшении твердых образований. Анализ влияния этого фактора представляет особый интерес и потому, что, как показали экспериментальные исследования [6, 7], процесс медленного пиролиза биомассы является достаточно энергоемким. На реализацию термической конверсии единицы массы древесины, например, до 600 °С в течение нескольких десятков минут (до часа) необходимо нагревать образец (находящийся в реакторе) до этой температуры. Но затраты энергии с ростом линейных размеров образца биомассы L увеличиваются пропорционально L^3 , даже если не рассматривать энергозатраты на предварительную сушку сырья до полного удаления влаги. В этой связи увеличение скорости нагрева древесины, например, с 10 до 50 °С·мин⁻¹ может быть очень энергоэффективным мероприятием при условии сохранения состава и качества конечных продуктов процесса регулируемого термического разложения древесной биомассы.

Целью настоящей работы является экспериментальное изучение влияния темпа нагрева образцов древесной биомассы на состав конечных продуктов медленного пиролиза в диапазоне температур нагрева до 600 °С.

Методика и результаты экспериментов

Экспериментальные исследования проведены с использованием шести разновидностей древесной биомассы: *Leucaena leucosephala*, *Eucalyptus camaldulensis*, *Acacia mangium willd*, *Jatropha curcas Linn*, *Acacia auriculaeformis*, а также *Pinus sibirica* (сибирской кедр). Изучены пять видов древесины, широко распространенной в Тайланде и используемой в качестве топлива. Для этого государства характерной является тенденция роста объемов производства электрической и тепловой энергии с использованием биомассы. Для обобщения результатов экспериментов на виды биомассы других регионов проведены исследования процессов термического разложения сосны, распространенной на территории Сибири.

Эксперименты по методике [6, 7] проведены с целью установления влияния скорости нагрева на выход продуктов пиролиза. Согласно методике пробы древесины разрезались на составляющие (характерные размеры 1...5 мм длиной и менее чем 0,5 мм толщиной) с целью минимизации сопротивления тепло- и массопереносу внутри частицы, затем высушивались в печи в течении 3 часов при 110 °С с целью удаления влаги. При проведении опытов регистрировалось изменение веса образцов при различных температурах. Все эксперименты включали три основных этапа: сушка, удаление летучих в нейтральной среде, сжигание в кислороде. Экспериментальная установка представляла собой

комплекс на базе реактора для атмосферного пиролиза (реактор, конденсатор, конденсаторосборник и источник гелия). Гелий подводился с целью замещения воздуха для поддержания нейтральной среды внутри реактора. Образцы древесной биомассы исследовались при скоростях нагрева 10 и 50 °С·мин⁻¹ при различных конечных температурах пиролиза (от 250 до 600 °С). Результаты исследования представлены на рисунке.

Установлено, что при изменении температуры от 250 до 600 °С выход углистого вещества уменьшился с 75,2 до 29,5 % при пиролизе древесины *Leucaena leucosephala*; с 75,6 до 29 % – древесины *Eucalyptus camaldulensis*; с 77,2 до 33 % – древесины *Acacia mangium willd*; с 64 до 31,5 % – древесины *Jatropha curcas linn*; с 83,2 до 30,5 % – древесины *Acacia auriculaeformis*; и с 82 до 27 % при пиролизе древесины сосны. Изменение скорости нагрева от 10 до 50 °С·мин⁻¹ приводит к изменению выхода твердых продуктов на 2...5 %. Это может быть связано с тем, что быстрое нагревание приводит к более быстрой деполимеризации твердого вещества с образованием летучих веществ, в то время как при низкой скорости нагревания деструкция проходит более стабильно, и образование гидратцеллюлозы проходит медленно и является ограниченным [2]. В целом можно сделать вывод о том, что увеличение скорости нагрева в 5 раз приводит к изменению доли выхода углистого вещества не более чем на 5 %.

В приведенных экспериментах выход жидкости при низкой скорости нагрева составлял от 42 до 46,5 % и слабо увеличивался с её ростом до 50 °С·мин⁻¹ с 44 до 46,5 % при пиролизе древесины *Leucaena leucosephala*, с 42 до 46 % при пиролизе древесины *Eucalyptus camaldulensis*, с 41,5 до 42,5 % при пиролизе древесины *Acacia mangium willd*, с 33,5 до 33,51 % при пиролизе древесины *Jatropha curcas linn*, с 41 до 42,5 % при пиролизе древесины *Acacia auriculaeformis*; и с 44 до 46 % при пиролизе древесины сосны (конечная температура экспериментов 600 °С). Повышение выхода пироожидкости из биомассы *Jatropha curcas linn* было даже менее интенсивным по сравнению с другими видами древесины. В целом отклонения в выходе жидких продуктов пиролиза с ростом скорости нагрева изменялись незначительно.

Выход газа также незначительно увеличился с ростом скорости нагрева и составил от 21 до 32,5 % (10 °С·мин⁻¹) и увеличился до 24...35 % (50 °С·мин⁻¹) при пиролизе всех видов биомассы (рисунок). Небольшое увеличение выхода жидкости и газа с повышением скорости нагревания может быть вызвано устранением барьеров для переноса массы и тепла в частицах.

При проведении всех экспериментальных исследований выполнялась оценка погрешностей результатов. С этой целью все опыты при фиксированных основных факторах (температура завершения эксперимента, вид биомассы, размеры образцов, их вес и др.) проводились не менее

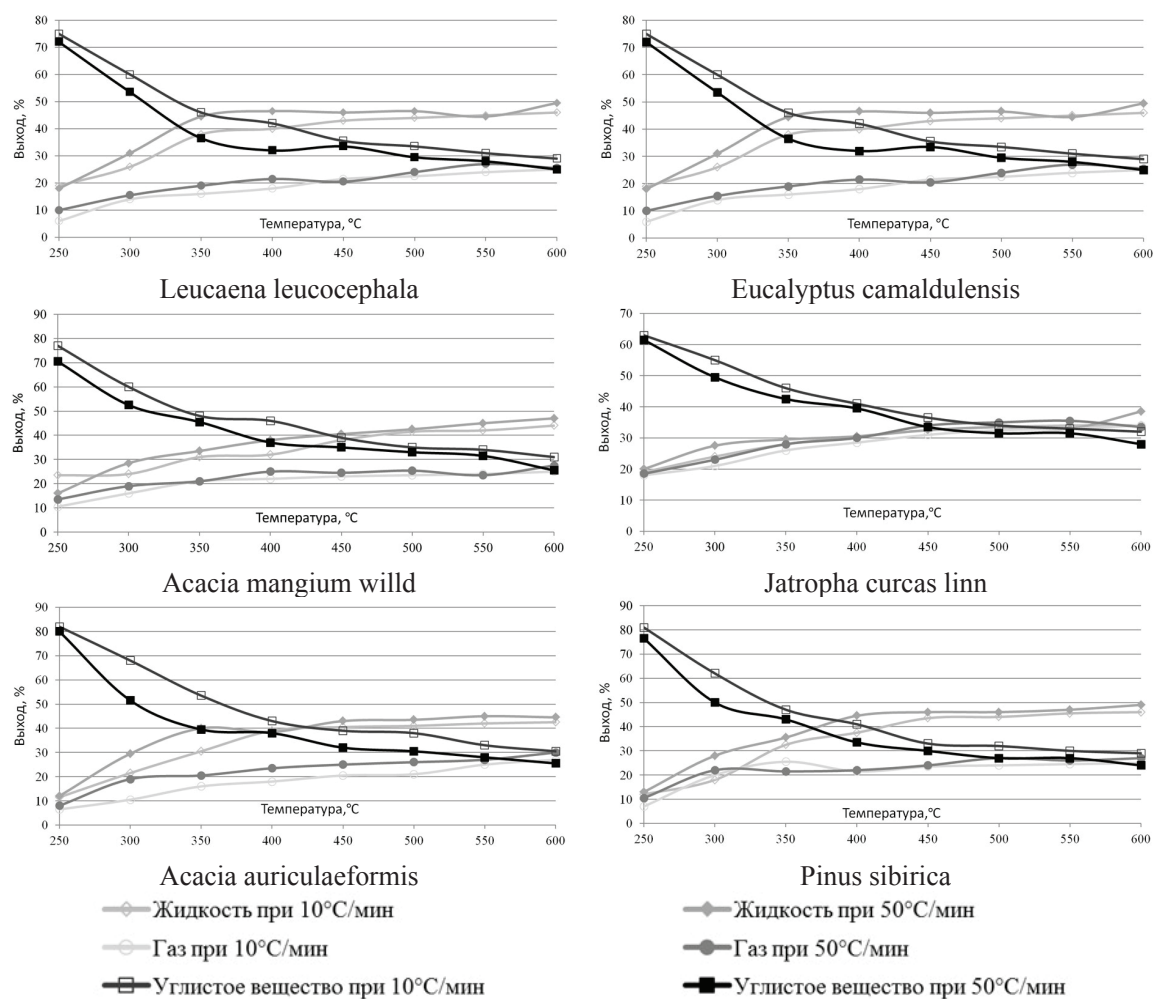


Рисунок. Влияние скорости нагрева на выход продуктов пиролиза древесины

трех раз подряд. Соответственно, по итогам каждой такой серии экспериментов рассматривались осредненные значения каждой определяемой в эксперименте величины массового выхода исходного продукта при адекватных исходных данных и внешних условиях, затем вычислялись значения среднеквадратичных отклонений и их безразмерные величины (коэффициенты вариации). В таблице приведены типичные полученные значения, а также значения отклонений (материала *Leucaena leucocephala*) для выхода жидких, твердых и газообразных продуктов в рабочем диапазоне изменения конечных температур термических превращений. Для других видов древесной биомассы были получены сопоставимые с представленными в таблице характеристики рассеяния экспериментальных данных.

Анализ таблицы и рисунка показывает, что отклонения результатов изменения выхода конечных продуктов всех исследованных материалов при изменении скорости нагрева от 10 до 50 °С·мин⁻¹ и погрешности экспериментального определения этих величин незначительно отличаются. Можно сделать заключение о том, что в наиболее перспективном диапазоне изменения температур термиче-

ской конверсии древесной биомассы скорость нагрева не влияет на состав конечных продуктов термической конверсии. Т. е. технологии получения углистого вещества, жидкого биотоплива и биогаза возможно разрабатывать в достаточно широком диапазоне варьирования скоростей нагрева древесной биомассы с сохранением стабильного выхода конечных жидких, твердых и газообразных продуктов.

Таблица. Величина массового выхода конечного продукта древесины *Leucaena Leucoscephala* в зависимости от температуры T и погрешность ее определения при 10 °С·мин⁻¹, %

$T, ^\circ\text{C}$	Продукты		
	Жидкие	Твердые	Газообразные
250	19,00±1,99	75,00±2,19	6,00±0,45
300	26,00±1,56	60,00±1,95	14,00±0,86
350	38,00±1,88	46,00±1,95	16,00±0,65
400	40,00±1,73	42,00±1,78	18,00±0,73
450	43,00±1,60	35,50±1,57	21,50±0,95
500	44,00±1,56	33,50±1,54	22,50±0,92
550	45,00±1,65	31,00±1,64	24,00±0,98
600	46,00±1,68	29,00±1,55	25,00±1,01

Полученный результат позволяет сделать вывод о возможности существенного снижения энергозатрат на реализацию технологий медленного пиролиза биомассы. Так, например, увеличение темпа нагрева сырья при переработке древесных отходов в два раза может создать предпосылки для снижения энергозатрат на 35...40 % при реализации самых простейших технологических схем нагрева биомассы.

Следует также отметить, что по своим исходным свойствам, структуре, условиям роста и географии распространения исследованные материалы отличаются достаточно существенно. Соответственно, на основании результатов проведенных экспериментальных исследований можно сделать вывод и о возможности обобщения полученных данных и на другие разновидности древесной биомассы. Т. е. оценка влияния скорости нагрева сырья на выход продуктов для других видов древесной биомассы может быть проведена при существенно меньшем числе экспериментов для аналогичного диапазона температур конверсионного цикла.

Результаты экспериментов также можно использовать в качестве базы для развития моделей процессов, протекающих при нагреве древесины до высоких температур. Дальнейший анализ моделей этих процессов термической конверсии дре-

весной биомассы может создать объективные предпосылки для разработки энергоэффективных технологий биоэнергетики и переработки древесной биомассы.

Заключение

1. Проведены эксперименты по исследованию влияния скорости нагрева на выход продуктов пиролиза различных видов древесной биомассы.
2. Определено, что при изменении конечной температуры от 250 до 600 °С выход углистого вещества для исследованных пород древесины снижается на 32,5...55 %.
3. Установлено, что изменение скорости нагрева от 10 до 50 °С·мин⁻¹ незначительно влияет на выход продуктов термической конверсии древесной биомассы и приводит к увеличению выхода твердых продуктов на 2...5 %.
4. Полученные результаты позволяют сделать вывод о возможности существенного снижения энергозатрат на реализацию технологии медленного пиролиза древесной биомассы. Так, например, увеличение темпа нагрева сырья при переработке древесных отходов в два раза может создать предпосылки для снижения энергозатрат на 35...40 %.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Головкин С.И., Коперин И.Ф., Найденов В.И. Энергетическое использование древесных отходов. – М.: Лесная промышленность, 1987. – 224 с.
2. Железня Т.А., Гелетуха Г.Г. Современные технологии получения жидкого топлива из биомассы быстрым пиролизом // Промышленная теплотехника. – 2005. – Т. 27. – № 4. – С. 91–100.
3. Bridgwater A.V. The Status of Fast Pyrolysis of Biomass in Europe // Proc. of the 10th European Bioenergy Conference. Wurzburg, Germany, 8–11 June 1998. – Carmen, 1998. – P. 268–271.
4. Bridgwater A.V., Peacock V.C. Fast pyrolysis for biomass // Renewable and Sustainable Energy Reviews. – 2000. – № 4. – P. 1–73.
5. Bramer E.A., Holthuis M.R., Brem G. Development of a cyclone reactor with internal particle filter for the flash pyrolysis of bio-

mass // Proc. of the II World Biomass Conf. – Rome. – Italy, 10–14 May 2004. – Munich: ETA-Florence and WIP, 2004. – P. 963–966.

6. Кузнецов Г.В., Полсонграм М. Зависимость состава продуктов пиролиза древесной биомассы от режима теплового воздействия // Научно-технический вестник Поволжья. – 2011. – № 1. – С. 125–129.
7. Кузнецов Г.В., Полсонграм М. Влияние режима теплового воздействия на состав продуктов пиролиза древесной биомассы // Бутлеровские сообщения. – 2011. – Т. 25. – № 7. – С. 101–104.

Поступила 20.02.2012 г.

УДК 536.46:532.517.4

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ 3D МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ ПРОЦЕССОВ ТЕПЛОМАССОПЕРЕНОСА В КАМЕРАХ СГОРАНИЯ ДЕЙСТВУЮЩИХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

А.С. Аскарова, С.А. Болегенова, В.Ю. Максимов, А. Бекмухамет

Казахский национальный университет им. аль Фараби, г. Алматы, Казахстан

E-mail: aliya.askarova@kaznu.kz

Исследованы процессы тепломассопереноса при горении пылеугольного топлива на примере камеры сгорания БКЗ-75 Шахтинской ТЭЦ с применением технологии 3D моделирования на основе решения дифференциальных уравнений турбулентного реагирующего течения. Получены распределения составляющих вектора полной скорости в различных сечениях камеры сгорания, приведена зависимость вектора полной скорости по высоте топочной камеры, получены профили температуры и распределение ее по высоте камеры сгорания. Установлены минимальные и максимальные значения приведенных величин, показана динамика изменения указанных характеристик в объеме исследуемой топочной камеры.

Ключевые слова:

Численное моделирование, горение, камера сгорания, тепловые характеристики, аэродинамические характеристики, реагирующая смесь, пылеугольное топливо.

Key words:

Numerical modeling, combustion, combustion chamber, thermal performance, aerodynamic characteristics, reacting mixture, pulverized coal.

Исследование задач конвективного тепломассопереноса в турбулентных течениях при наличии химических реакций является актуальной задачей теплофизики и гидроаэродинамики, поскольку такие течения широко распространены в природе и играют важную роль во многих технических устройствах. Знание закономерностей таких течений является важным при построении теории физики горения, при создании новых физико-химических технологий, а также при решении проблем теплоэнергетики и экологии. В исследованиях сложный процесс горения необходимо анализировать в зависимости от влияния многочисленных физических и химических параметров реакции горения. Развитие теории тепломассообмена, разработка на этой базе технологических процессов и систем с рациональным использованием энергетических ресурсов является актуальной задачей. Строгая теория реагирующих турбулентных многофазных течений в настоящее время отсутствует из-за большого числа взаимосвязанных процессов, которые необходимо учитывать при создании математических моделей.

Основным инструментом теоретического исследования нелинейных процессов тепломассопереноса в движущихся средах с учетом разнообразных физических явлений (таких, как турбулентность, лучистый теплообмен, горение, многофазность, внешние силы и др.) является математическое моделирование и вычислительный эксперимент. Они включают в себя не только разработку численных методов и проведение численных расчетов, но и глубокий анализ рассматриваемой модели, ее адекватности реальному процессу. Компьютерное моделирование в значительной степени заменяет дорогостоящие и трудоемкие экспериментальные исследования [1].

Применение технологии 3D-моделирования наряду с новейшими компьютерными технология-

ми позволяет с высокой точностью провести теоретическое исследование нелинейных физических процессов тепломассопереноса и движения среды с учетом разнообразных физико-химических явлений, таких как лучистый теплообмен, горение, повышенный уровень турбулентности. При исследовании широкого круга современных задач науки и техники моделирование тепломассообменных процессов приобретает особое значение и имеет широкое практическое применение [2].

Среди методов моделирования горения пылеугольного топлива наибольшее распространение получил метод, в основе которого лежит Эйлеров подход для описания движения и тепломассообмена газовой фазы. Этот метод использует пространственные уравнения баланса массы, импульса, концентраций газовых компонентов и энергий для газовой смеси. Для описания движения и тепломассообмена одиночных частиц топлив вдоль их траекторий используется Лагранжев подход [3]. Турбулентная структура потока описывается двухпараметрической $k-\varepsilon$ моделью турбулентности, где k – кинетическая энергия турбулентности, ε – турбулентная энергия диссипации. Радиационный теплообмен представляется шестипоточной моделью переноса.

Математическое описание физических и химических процессов основано на решении уравнений баланса. В общем виде эти уравнения содержат четыре слагаемых, описывающих:

- изменение величины со временем;
- конвективный перенос;
- диффузионный перенос;
- источник или сток.

Для вывода балансных соотношений выбран стационарный контрольный элемент объема или контрольный элемент массы, рис. 1. Предполагается, что центр тяжести выбранного элемента движется со скоростью течения. Этот стационарный

контрольный объем соответствует обоснованному подходу Эйлера для течений. Изменение транспортной величины описывается в единичном жидком элементе. Значение этой величины определяется в каждой точке рассматриваемой области.

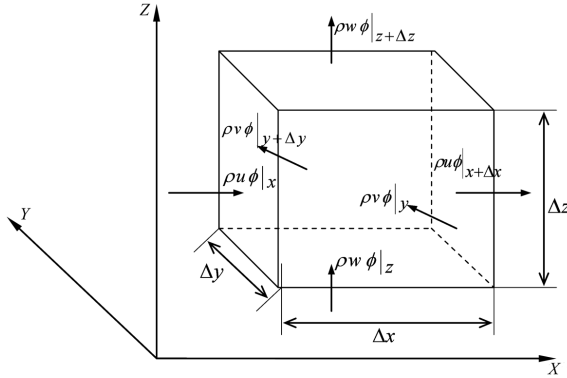


Рис. 1. Контрольный объем для обобщенного уравнения переноса [4], где $\rho u \phi|_{l_i+\Delta l_i}$ – описывает конвективный перенос транспортной переменной через границы контрольного объема в декартовой системе координат

При преобразовании предельного значения из конечного в бесконечно малый контрольный элемент объема получается дифференциальное уравнение, описывающее сохранение транспортной переменной ϕ :

$$\begin{aligned} \frac{\partial(\rho\phi)}{\partial t} = & -\frac{\partial(\rho u_i\phi)}{\partial x_i} - \frac{\partial(\rho u_j\phi)}{\partial x_j} - \\ & -\frac{\partial(\rho u_3\phi)}{\partial x_3} + \frac{\partial}{\partial x_1} \left[\Gamma_\phi \frac{\partial\phi}{\partial x_1} \right] + \\ & + \frac{\partial}{\partial x_2} \left[\Gamma_\phi \frac{\partial\phi}{\partial x_2} \right] + \frac{\partial}{\partial x_3} \left[\Gamma_\phi \frac{\partial\phi}{\partial x_3} \right] + S_\phi, \end{aligned} \quad (1)$$

где ρ – плотность среды; u_i – скорость потока в направлении x, y, z ; ϕ – транспортная переменная; Γ – коэффициент диффузии.

Заменяя в ур. (1) конвективный и диффузионный перенос плотностью потоков, через границы контрольного объема, получим плотности потоков:

$$\Phi_{(K),j} = \rho u_j \phi - \text{конвективного};$$

$$\Phi_{(D),j} = \Gamma_\phi \frac{\partial\phi}{\partial x_j} - \text{диффузионного}.$$

Тогда с учетом данных соотношений ур. (1) запишется в виде:

$$\frac{\partial(\rho\phi)}{\partial t} = -\frac{\partial\Phi_{(K),j}}{\partial x_j} + \frac{\partial\Phi_{(D),j}}{\partial x_j} + S_\phi. \quad (2)$$

Запишем ур. (2) в векторной форме:

$$\frac{\partial(\rho\phi)}{\partial t} = \text{div}((- \rho u \phi) + \Gamma_\phi \text{grad} \phi) + S_\phi,$$

а в тензорной форме уравнение (2) примет вид:

$$\frac{\partial(\rho\phi)}{\partial t} = -\frac{\partial(\rho u_j \phi)}{\partial x_j} + \frac{\partial}{\partial x_j} \left[\Gamma_\phi \frac{\partial\phi}{\partial x_j} \right] + S_\phi. \quad (3)$$

В дальнейшем для расчета течений газ – твердое вещество с однофазным входом все транспортные величины в контрольном объеме определяются при помощи обобщенного уравнения (3). В этом уравнении S_ϕ – источниковый (стоковый) член для величины ϕ , остальные слагаемые характеризуют изменение величины ϕ :

$$\frac{\partial(\rho\phi)}{\partial t} - \text{от времени};$$

$$\frac{\partial(\rho u_j \phi)}{\partial x_j} - \text{за счет конвективного переноса};$$

$$\frac{\partial}{\partial x_j} \left[\Gamma_\phi \frac{\partial\phi}{\partial x_j} \right] - \text{за счет явлений молекулярного обмена}.$$

В основе математической модели течения газов или жидкостей лежат уравнения сохранения массы и импульса. Для потоков, в которых происходят процессы теплопередачи, а также для сжимаемых сред необходимо дополнительно решать уравнение сохранения энергии. В течениях с процессами смешивания различных составляющих, с реакциями горения и др. необходимо добавить уравнение сохранения компонентов смеси или уравнения сохранения для фракций смеси и их изменений. Для турбулентных течений система уравнений дополняется транспортными уравнениями для турбулентных характеристик.

Таким образом, для решения поставленной задачи рассматриваются уравнения, характеризующие течение и которые выводятся из обобщенного уравнения (3). Эта система не имеет аналитического решения и может быть решена только численными методами.

В общем случае для численного решения вся расчетная область разделяется разностной сеткой на дискретные точки или объемы, непрерывное поле переменных заменяется дискретными значениями в узлах сетки, а производные, входящие в дифференциальные уравнения, заменяются их приближенными выражениями через разности значений функций в узлах сетки. В представленной работе для решения поставленной задачи применяется метод контрольного объема. Система алгебраических уравнений для разностного уравнения контрольного объема для каждой балансной величины имеет следующий вид:

$$a_p \phi_p = \sum_n a_n \phi_n + S_\phi.$$

Коэффициенты a_n определяют вклад конвективного и диффузионного потока по всем направлениям в каждой точке контрольного объема. В результате аппроксимации системы уравнений (2) получено алгебраическое уравнение (3) для каждого контрольного объема и для каждой искомой переменной ϕ_n . Для каждой ячейки расчетной области используются физические законы сохранения и дифференциальные уравнения, описывающие эти законы (уравнения переноса), интегрируются по объему каждой ячейки.

Результаты вычислительного эксперимента

Для получения температурных и аэродинамических характеристик в камере сгорания БКЗ-75 Шахтинской ТЭЦ (Казахстан) проведено численное исследование процессов тепломассопереноса, происходящих при сжигании низкосортного пылеугольного топлива марки КР-200. В исследовании применены технологии 3D моделирования на основе решения дифференциальных уравнений турбулентного реагирующего течения.

Получены профили в составляющих вектора полной скорости в сечении горелок и в продольном сечении камеры сгорания. Представлена зависимость вектора полной скорости по высоте камеры сгорания. Получены профили температуры в указанных сечениях и приведена зависимость температуры потока в зависимости от высоты камеры сгорания.

Котел БКЗ-75 Шахтинской ТЭЦ, рис. 2, оборудован четырьмя пылеугольными горелками, установленными по две горелки с фронта и с тыла в один ярус. В котле сжигается пыль Карагандинского рядового (КР-200) угля, зольностью 35,1 %, выходом летучих 22 %, влажностью 10,6 % и теплотой сгорания 18550 кДж/кг. Исходные данные для расчета приведены в таблице.

Расчетная область для проведения вычислительных экспериментов и создание базы данных для моделирования проводится в несколько этапов с использованием программных комплексов [4, 5]. Эти компьютерные пакеты программ позволяют проводить сложные вычислительные эксперименты по моделированию реагирующих многофазных течений в областях реальной геометрии. При создании геометрической модели каждая стенка топочной камеры описывается отдельно в виде численных кодов. Сначала вводятся стенки с их угловыми точками. Входы и выход задаются, прежде всего, в виде типа отверстий и затем устанавлива-

Таблица. Исходные данные для расчета аэродинамических и температурных характеристик камеры сгорания котла БКЗ-75

Наименование	Обозначение	Единица измерения	Численное значение			
Тип угля	КР-200	–	–			
Зольность на сухую массу	A^c	%	35,1			
Выход летучих на горючую массу	V^p	%	22			
Влажность рабочая	W^p	%	10,6			
Теплота сгорания	Q_H^p	ккал/кг	4433			
Количество горелок на котле	N_r	шт.	4			
Производительность одной горелки по топливу	B_r	т/ч	3,2			
Расход первичного воздуха на котел	$V_{п.в.}$	кг/ч	28233			
Расход вторичного воздуха на котел	$V_{вт.в.}$	кг/ч	78163			
Температура горячего воздуха	$t_{гв}$	°С	290			
Гидродинамическое сопротивление канала аэросмеси горелки	ΔP	–	67,1			
Присосы в топку	$\Delta \alpha$	–	30,4			
Коэффициент избытка воздуха за топкой	α_T	–	2,019			
Механический недожог топлива	Q_4	%	13,37			
КПД котла-брутто	η_k	%	80,88			
Расход топлива на котёл	B	т/ч	12,49			
Плотность угля	ρ	кг/м ³	1300			
Состав угля						
С	H ₂	O ₂	S ₂	N ₂	H ₂ O	Зола
43,21	3,60	5,24	1,04	1,21	10,60	35,10

ются координаты пространственного положения горелочных устройств на определенных стенках. Отверстие горелки (вход) описывается в виде концентрических окружностей (для круглых горелок), выход – в виде прямоугольника с соответствующими координатами. В соответствии с заданной геометрией создается решетка для численного моделирования, рис. 3. В процессе создания окончательного варианта расчетной области решетка нео-

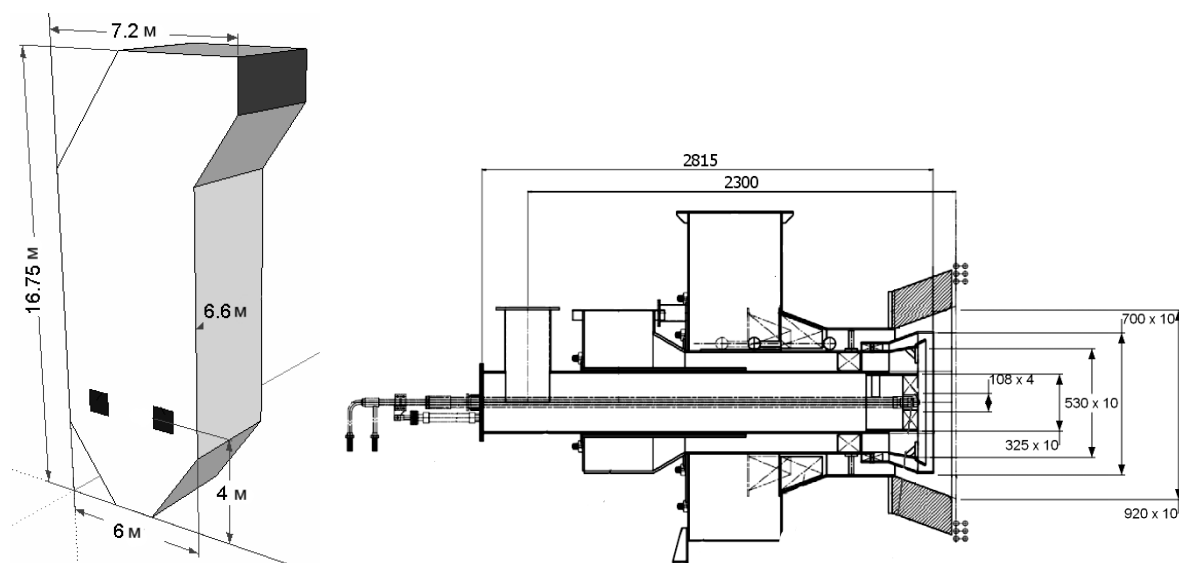


Рис. 2. Общий вид камеры сгорания и пылеугольной горелки

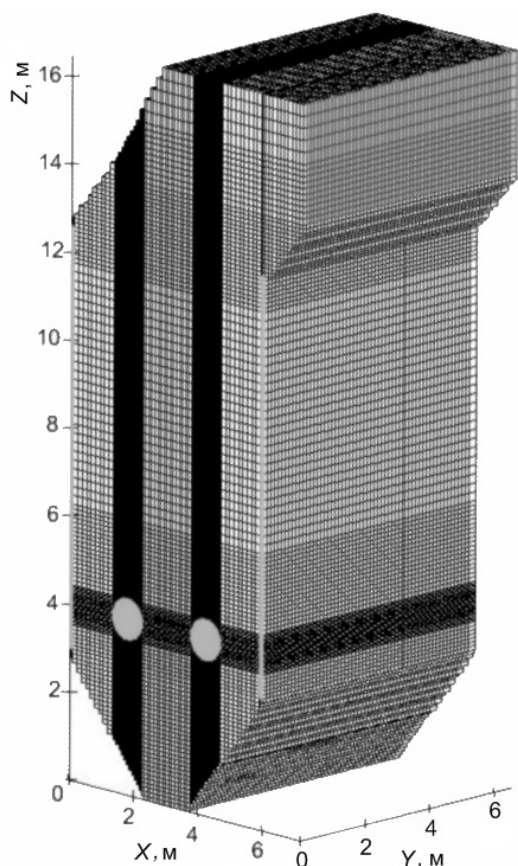


Рис. 3. Конечно-разностная сетка камеры сгорания БКЗ-75 Шахтинской ТЭС

днократно редактируется для выбора оптимального варианта при проведении дальнейших расчетов физических процессов в топочном объеме. В итоге исследуемая камера сгорания была разбита на 1500000 элементарных ячеек.

Расчеты по численной модели выполнены для условий, принятых при организациях реального процесса на ТЭС.

Проведенные в данной работе исследования позволили определить основные закономерности распределения аэродинамических (рис. 4–7) и температурных (рис. 8, 9) характеристик во всем объеме топочной камеры.

Приведенные рисунки иллюстрируют картину распределения скоростей в топочном пространстве, при помощи, которой можно охарактеризовать поведение пылеугольного потока внутри камеры сгорания. Отчетливо видны области подачи топливной смеси через горелки.

Глубокое взаимное проникновение встречных струй и наличие поперечных градиентов скорости турбулизирует поток. Значительная турбулизация потока имеет место при хорошем заполнении топочного пространства, а, следовательно, при увеличенном времени пребывания горючей смеси в топочном пространстве. Вследствие немного разреженного заполнения области камеры над горелками у передней и задней стен развиваются вихри. Часть восходящего потока направляется на выход из топки. Избыточный расход рециркулирует, образуя у стен в области над горелками вихревые области. Наличие вращения потоков в пристеноч-

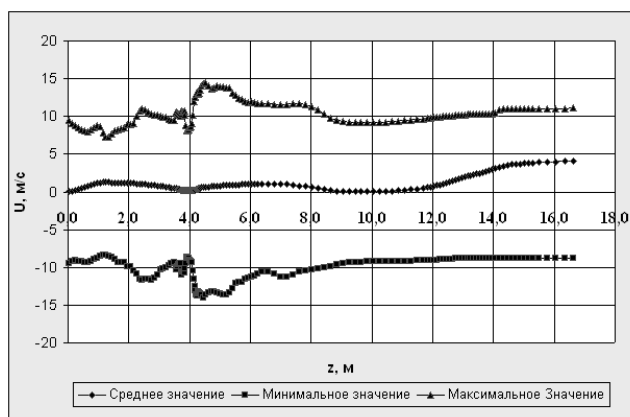
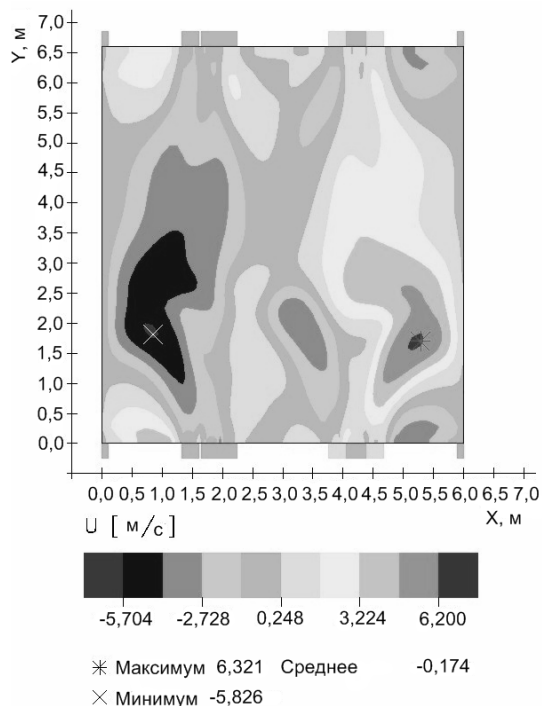


Рис. 4. Распределение составляющей скорости U в сечении горелки по высоте камеры сгорания

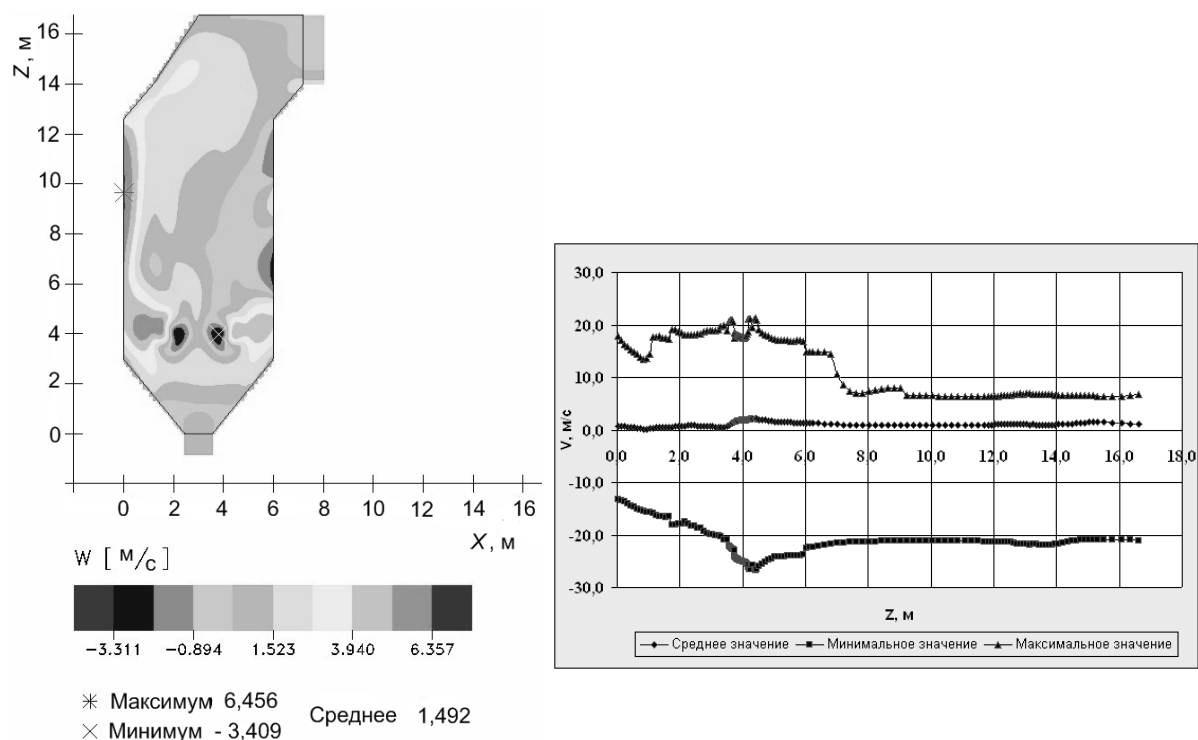


Рис. 5. Распределение составляющей скорости V в продольном сечении и по высоте камеры сгорания

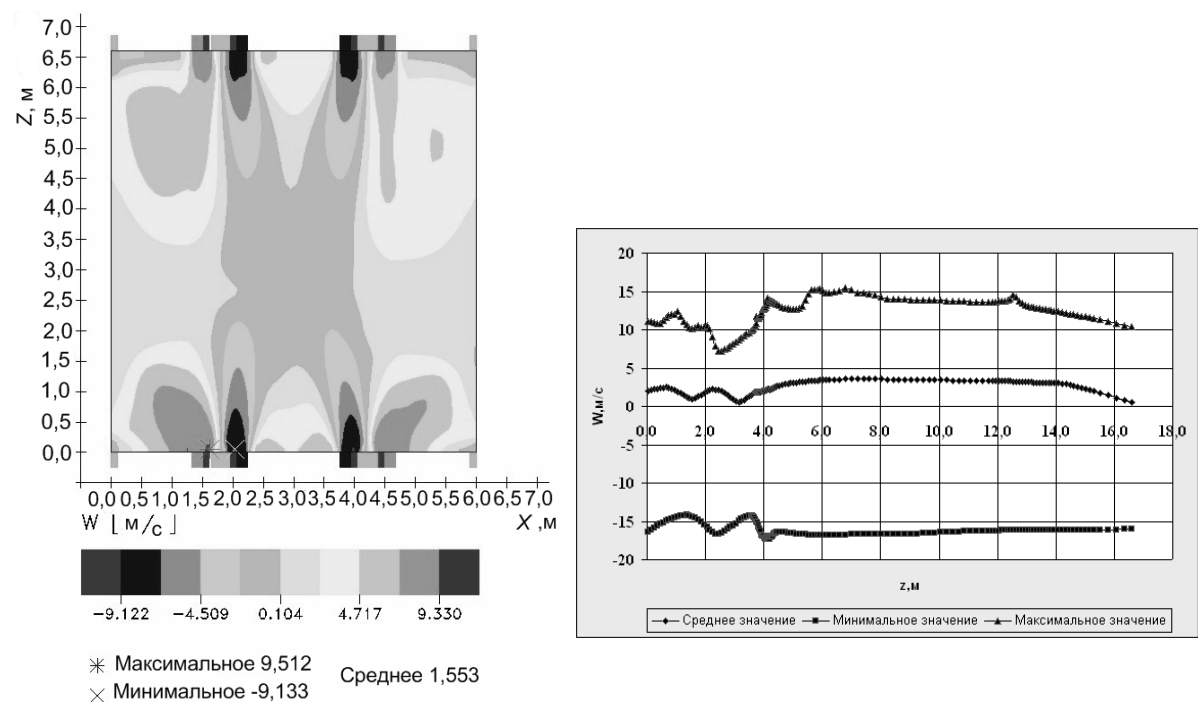


Рис. 6. Распределение составляющей скорости W в сечении горелок и по высоте камеры сгорания

ной зоне способствует равномерному обогреву поверхностей и снижению шлакования экранов, что позволяет уменьшить коррозию и тепловой перегрев [6, 7]. По мере удаления от плоскости расположения горелок поле скоростей выравнивается, восходящий поток расширяется, и вихревой характер течения ослабевает. К выходу из топочной камеры восходящий поток интенсивно расширяется

и на выходе равномерно распределяется по всему сечению.

Горение угольной пыли в топочной камере протекает в неизотермической запыленной газовой струе, распространяющейся в среде горячих топочных газов. Запыленная струя (поток аэромеси) в топочном пространстве распространяется вместе с окружающим ее потоком вторичного воздуха.

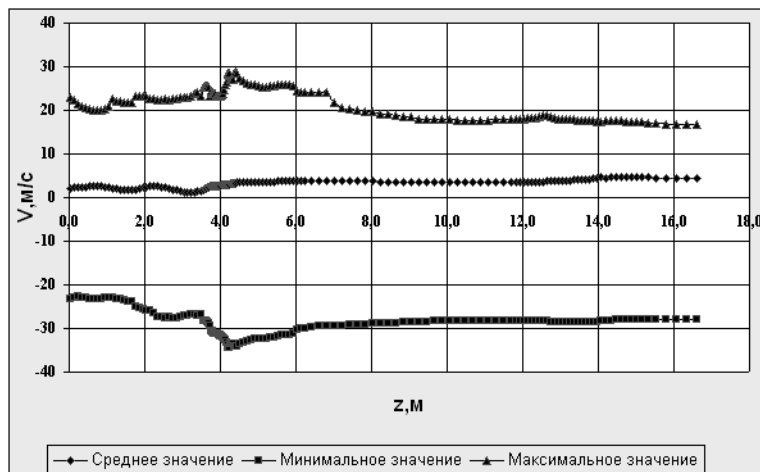


Рис. 7. Распределение вектора полной скорости по высоте камеры сгорания

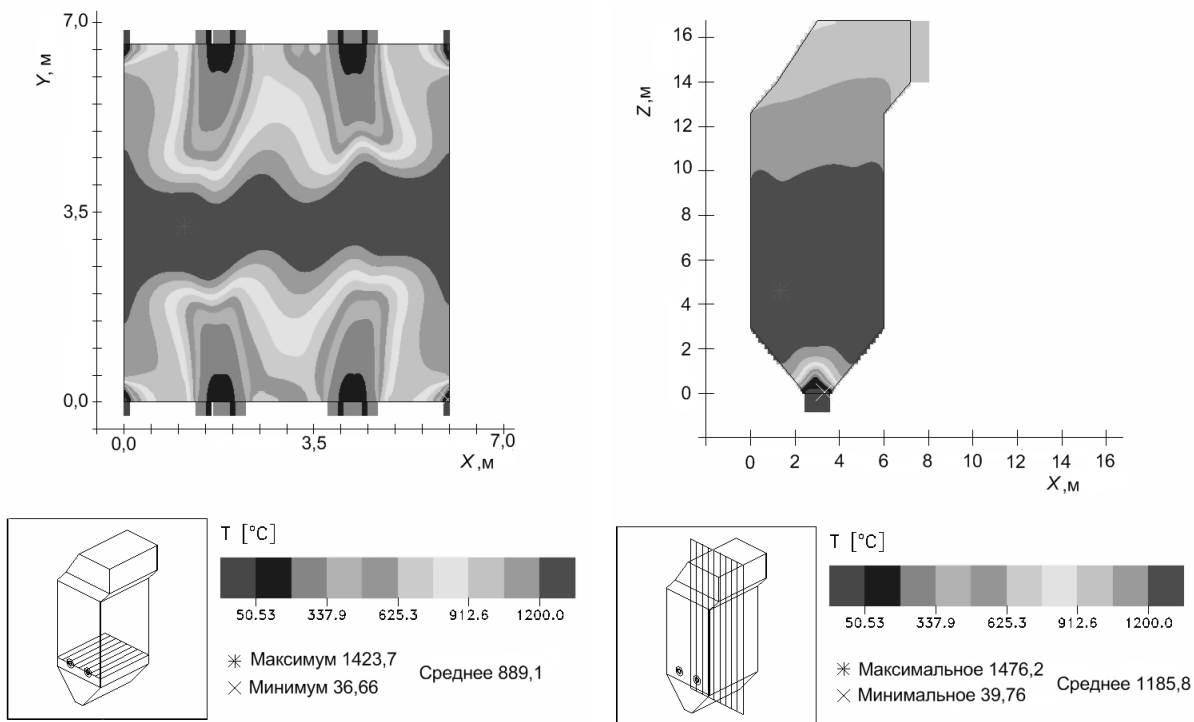


Рис. 8. Профиль температуры в области горелок и в продольном сечении камеры сгорания

Температурные условия, в которых протекает горение угольной пыли в топочной камере, создаются в турбулентных струях и определяются интенсивностью теплообмена в них и характером распространения их в топочных газах. Поэтому физические условия горения в турбулентных струях определяются закономерностями распределения температуры и полями скоростей [7].

Таким образом, максимальный конвективный перенос в рассматриваемой физической модели наблюдается в области подачи пылеугольной смеси. Следовательно, наиболее интенсивное горение наблюдается в центральной части топки, о чем свидетельствуют максимумы на рис. 8, 9 в распре-

делении температуры в различных сечениях камеры сгорания.

Аэродинамические условия, создаваемые в топочном пространстве при движении пылеугольных потоков, приводят к тому, что в плоскости подачи топливной смеси и в плоскости симметрии топочной камеры наблюдается максимальный конвективный перенос. Реакции горения здесь идут наиболее интенсивно, с чем связаны значительные изменения температуры в этой области. Вблизи зоны реакции в пламени обнаруживаются пики в распределении температуры и ее градиента. По мере продвижения к выходу топочной камеры температура равномерно падает.

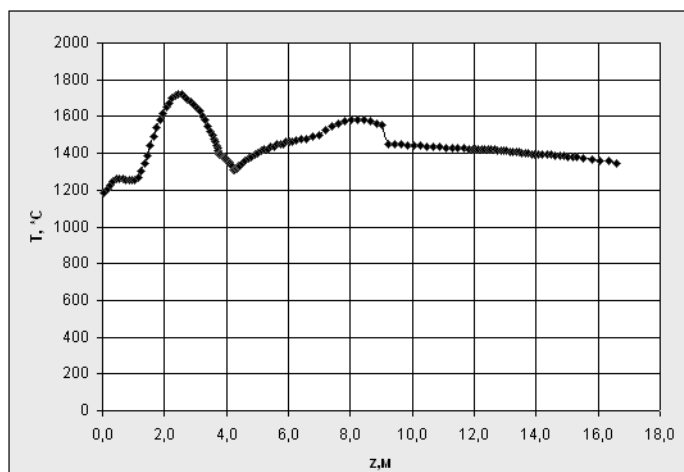


Рис. 9. Распределение температуры по высоте топочной камеры

Выводы

1. Показано, что при равенстве начальных количеств движения встречные потоки соударяются в центре топки при практически одинаковых скоростях в них. Закрученные струи, подающие топливо через встречные горелки, создают объемное завихренное течение в центральной области топочной камеры. В области горелок поток движется горизонтально, а по мере движения вверх угол подъема увеличивается. В углах топки вследствие прямого удара о стенки камеры поток растекается, и угол подъема его увеличивается. Часть потока под небольшим углом направляется вниз, развиваясь в два вихря. Благодаря интенсивному вихревому движению пылегазовых потоков внутри топочной камеры существенно возрастает время пребывания

частиц топлива в топке, что позволяет добиться более полного выгорания, а в техническом плане возможно применение угольной пыли более крупных фракций.

2. Наиболее интенсивное горение наблюдается в центральной части топки, где температура потока достигает порядка 1700 °C. Вследствие того, что угольные частицы в этой области обладают более интенсивным излучением и имеют более высокую концентрацию и суммарную поверхность, видно, что температура достигает максимума в сечениях расположения горелок. Именно в этой области реакция горения происходит наиболее интенсивно. По мере приближения к выходу из топочного пространства температурный профиль стабилизируется, и расхождение между минимальными и максимальными значениями уменьшается.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Полежаев В.И., Бунэ А.В., Везуб Н.А. и др. Математическое моделирование конвективного теплообмена на основе уравнений Навье–Стокса. – М.: Наука, 1987. – 256 с.
2. Оран Э., Борис Дж. Численное моделирование реагирующих потоков. – М.: Мир, 1990. – 660 с.
3. Pauker W. Creating data sets for FLOREAN using the tool PRE-PROZ, TU. – Braunschweig: IWBT, 1997. – 3–24 S.
4. Müller H. Numerische Berechnung dreidimensionaler turbulenter Strömungen in Dampferzeugern mit Wärmeübergang und chemischen Reaktionen am Beispiel des SNCR-Verfahrens und der Kohleverbrennung. – Braunschweig: Fortschritt-Berichte VDI-Verlag, 1992. – 158 S.
5. Askarova A.S., Messerle V.E., Ustimenko A.B., Nagibin A.O. Горение пылеугольного факела в топке с плазменно-топливной стемой // Теплофизика и аэромеханика. – 2010. – Т. 17. – № 3. – С. 467–476.
6. Askarova A.S., Messerle V.E., Nagibin A.O., Ustimenko A.B., Лаврищев О.А. Modelling of plasmasupported coal combustion in fullscale boiler // Термотехника. – 2009. – Т. 35. – № 2. – С. 149–162.
7. Askarova A., Karpenko E., Lavrishcheva Y., Messerle V., Ustimenko A. Plasma-supported coal combustion in boiler furnace // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2007. – V. 35. – № 6. – P. 1607–1616.
8. Askarova A.S., Messerle V.E., Nagibin A.O., Ustimenko A.B. Modeling of plasma-assisted coal dust ignition and combustion // Acta Technica. – 2011. – V. 56. – P. 338–355.

Поступила 05.07.2011 г.

УДК 621.643

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОПЕРЕНОСА В ОГРАЖДАЮЩИХ КОНСТРУКЦИЯХ РЕЗЕРВУАРОВ ДЛЯ ХРАНЕНИЯ КРИОЖИДКОСТЕЙ С УЧЕТОМ ПРОМЕРЗАНИЯ ТЕПЛОЙ ИЗОЛЯЦИИ

В.Ю. Половников, А.М. Хабибулин

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

Представлены результаты численного анализа потерь холода вследствие увлажнения и последующего промерзания слоя тепловой изоляции резервуаров для хранения криожидкостей. Показаны масштабы увеличения теплопритоков и обоснована возможность пренебрежения нестационарностью процессов теплопереноса.

Ключевые слова:

Математическое моделирование, тепловая изоляция, криогенная жидкость, промерзание

Key words:

Mathematical simulation, thermal insulation, cryogenic liquid, freezing.

Введение

Одной из наиболее острых проблем развития топливно-энергетического комплекса России является проблема энергосбережения. От ее успешного решения во многом зависит жизнеспособность экономики страны [1]. Существенную роль в выполнении программы энергосбережения России призвана сыграть высокоэффективная тепловая изоляция, применяемая во всех областях промышленного производства и строительства [2].

Изоляция ограждений холодильных сооружений эксплуатируется в тяжелых условиях, прежде всего из-за непрерывных изменений температуры и влажности наружного воздуха, переменного воздействия солнечной радиации и ветра. Потоки теплоты и влаги не только меняются по величине, но иногда (при относительно высоких температурах в помещениях) и по направлению. Особенно высокую вероятность конденсации водяного пара на поверхностях ограждения или внутри изоляции, а в некоторых случаях и замерзания выпавшей влаги [3]. Накопление влаги в теплоизоляционных конструкциях низкотемпературного оборудования может привести к столь значительному увеличению потерь холода, что необходима будет их полная замена.

Следует отметить, что используемые в настоящее время подходы к расчету тепловой защиты холодильной техники [4] не учитывают многих особенностей эксплуатации рассматриваемых систем. К этим особенностям относятся наличие фазовых переходов, взаимодействие с окружающей средой, нестационарность процессов переноса и др.

Целью данной работы является численное моделирование теплопереноса в ограждающих конструкциях резервуаров для хранения криожидкостей с учетом промерзания тепловой изоляции и анализ тепловых режимов рассматриваемой системы.

Постановка задачи

Рассматривается типичный резервуар для хранения криожидкостей [5]. Для ограждающих конструкций резервуара решается одномерная нестационарная задача теплопроводности с подвижной границей фазового перехода (промерзание влажной теплоизоляции) и учетом зависимости теплофизических свойств изоляции от объемного содержания влаги. На рис. 1 приведено схематическое изображение области решения. На внутренней R_1 и внешней R_2 поверхностях тепловой изоляции резервуара вводятся граничные условия первого и третьего рода соответственно.

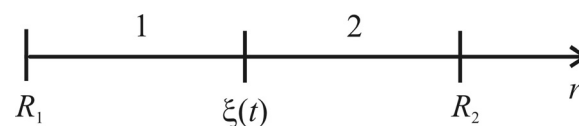


Рис. 1. Схематическое изображение области решения для зон изоляции: 1) промерзшей; 2) увлажненной

Предполагается, что тепловая изоляция резервуара в начальный момент времени находится в увлажненном состоянии и имеет температуру T_0 , равную температуре окружающей среды T_{oc} .

При постановке задачи приняты следующие основные допущения:

- не рассматривается теплоперенос в объеме резервуара и его металлических стенках;
- подвижная граница фазового перехода всегда имеет температуру замерзания $T_{фт} = 273$ К;
- не учитывается конденсация влаги на внешнем контуре взаимодействия;
- значение коэффициента теплоотдачи на наружной границе системы является постоянной и известной величиной.

Принятые допущения, с одной стороны, не накладывают принципиальных ограничений на физическую модель рассматриваемой системы, а с другой — позволяют определенным образом упростить решение поставленной задачи.

Математическая модель

Математическая постановка задачи имеет вид:

$$\frac{\partial T_1}{\partial t} = a_{\text{эф1}} \left(\frac{\partial^2 T_1}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T_1}{\partial r} \right), \quad R_1 < r < \xi(t); \quad (1)$$

$$\frac{\partial T_2}{\partial t} = a_{\text{эф2}} \left(\frac{\partial^2 T_2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T_2}{\partial r} \right), \quad \xi(t) < r < R_2. \quad (2)$$

Начальное условие:

$$t = 0, \quad R_1 \leq r \leq R_2, \quad T = T_0 = \text{const}. \quad (3)$$

Граничные условия:

$$t > 0, \quad r = R_1, \quad T = T_{\text{пов}} = \text{const}; \quad (4)$$

$$t > 0, \quad r = R_2, \quad -\lambda_{\text{эф2}} \frac{\partial T_2}{\partial r} = \alpha(T_2 - T_{\text{ос}}); \quad (5)$$

$$r = \xi(t), \quad T_1 = T_2 = T_{\text{фп}},$$

$$\lambda_{\text{эф1}} \frac{\partial T_1}{\partial r} - \lambda_{\text{эф2}} \frac{\partial T_2}{\partial r} = Q \rho_{\text{в}} W_{\text{в}} \frac{d\xi}{dt}. \quad (6)$$

Для перехода к безразмерным переменным использованы следующие соотношения:

$$R = \frac{r}{R_2}, \quad \Xi = \frac{\xi}{R_2}, \quad \tau = \frac{t}{t_0}, \quad \Theta = \frac{T - T_{\text{пов}}}{T_0 - T_{\text{пов}}},$$

$$\text{Fo}_1 = \frac{a_{\text{эф1}} t_0}{R_2^2}, \quad \text{Fo}_2 = \frac{a_{\text{эф2}} t_0}{R_2^2}, \quad \text{Bi} = \frac{\alpha R_2}{\lambda_{\text{эф2}}},$$

$$\text{Ko}_1 = \frac{Q \rho_{\text{в}} W_{\text{в}}}{c_{\text{эф1}} \rho_{\text{эф1}} (T_0 - T_{\text{пов}})}, \quad \text{Ko}_2 = \frac{Q \rho_{\text{в}} W_{\text{в}}}{c_{\text{эф2}} \rho_{\text{эф2}} (T_0 - T_{\text{пов}})}.$$

После перехода к безразмерным переменным математическая постановка задачи имеет вид:

$$\frac{1}{\text{Fo}_1} \frac{\partial \Theta_1}{\partial \tau} = \frac{\partial^2 \Theta_1}{\partial R^2} + \frac{1}{R} \frac{\partial \Theta_1}{\partial R}, \quad R_1 < R < \Xi(\tau); \quad (7)$$

$$\frac{1}{\text{Fo}_2} \frac{\partial \Theta_2}{\partial \tau} = \frac{\partial^2 \Theta_2}{\partial R^2} + \frac{1}{R} \frac{\partial \Theta_2}{\partial R}, \quad \Xi(\tau) < R < 1. \quad (8)$$

Начальное условие:

$$\tau = 0, \quad \frac{R_1}{R_2} \leq R \leq 1, \quad \Theta_1 = \Theta_2 = 1. \quad (9)$$

Граничные условия:

$$\tau > 0, \quad R = \frac{R_1}{R_2}, \quad \Theta_1 = 0; \quad (10)$$

$$\tau > 0, \quad R = 1, \quad \frac{\partial \Theta_2}{\partial R} = \text{Bi}(1 - \Theta_2); \quad (11)$$

$$R = \Xi(\tau), \quad \Theta_1 = \Theta_2, \quad \frac{\text{Fo}_1}{\text{Ko}_1} \frac{\partial \Theta_1}{\partial R} - \frac{\text{Fo}_2}{\text{Ko}_2} \frac{\partial \Theta_2}{\partial R} = \frac{d\Xi}{d\tau}. \quad (12)$$

Значения теплофизических характеристик тепловой изоляции при увлажнении и промерзании рассчитывались как эффективные с учетом объемных долей каждой компоненты. Следует отметить, что объемная доля льда в изоляции вследствие расширения воды при замерзании во всех ва-

риантах численных экспериментов увеличивалась на 9 % [6]. Так, например, эффективные коэффициенты теплопроводности находились из соотношений:

$$\lambda_{\text{эф1}} = W_{\text{л}} \lambda_{\text{л}} + (1 - W_{\text{л}}) \lambda_{\text{и}}, \quad \lambda_{\text{эф2}} = W_{\text{в}} \lambda_{\text{в}} + (1 - W_{\text{в}}) \lambda_{\text{и}},$$

где $W_{\text{л}} = 1,09 W_{\text{в}}$.

Выражение для расчета потерь холода, отнесенных к единице длины, имеет следующий вид:

$$q_l = -\lambda_{\text{эф}} \frac{\partial T}{\partial r} \frac{F}{l}.$$

Выражение для расчета потерь холода в безразмерном виде:

$$Q_l = -\frac{\partial \Theta}{\partial R}.$$

Обозначения: T – температура, К; Θ – безразмерная температура; t – время, с; t_0 – масштаб времени, с; τ – безразмерное время; r – координата, м; R – безразмерная координата; R_1 и R_2 – внутренний и наружный радиусы цилиндра, м; ξ – координата границы фазового перехода, м; Ξ – безразмерная координата границы фазового перехода; a – температуропроводность, м²/с; λ – теплопроводность, Вт/(м·К); c – теплоемкость, Дж/(кг·К); α – коэффициент теплоотдачи, Вт/(м²·К); ρ – плотность, кг/м³; Q – теплота фазового перехода, Дж/кг; W – относительное объемное влагосодержание изоляции; q_l – потери холода, Вт/м; F – площадь, м²; l – длина, м; Fo – число Фурье; Bi – число Био; Ko – число Коссовича; Q_l – безразмерный параметр, выражающий потери холода.

Индексы: 0 – начальный момент времени; 1, 2 – промерзшая и непромерзшая зоны изоляции; ос – окружающая среда; пов – внутренняя поверхность изоляции; эф – эффективный; фп – фазовый переход; в – вода; л – лед; и – изоляция.

Метод решения и исходные данные

Рассматриваемая задача решена методом конечных разностей [7]. Разностные аналоги уравнений решались с помощью метода прогонки по неявной разностной схеме [7]. Особенности решения задачи заключались в наличии дополнительного слагаемого в выражениях (6), (12) и разрыве теплофизических характеристик на границе фазового перехода.

В качестве примера рассматривается типичный объект для хранения криожидкостей [5] – аппарат с внутренним диаметром 2400 мм. В качестве изоляционного материала выбран полистирол ПС-1 толщиной 50 мм [5]. Температура внутренней границы R_1 (рис. 1) равна температуре криожидкости в резервуаре $T_{\text{пов}} = 233$ К. Температура окружающей среды варьировалась в диапазоне $T_{\text{ос}} = 290...300$ К, а объемная влажность изоляции $W_{\text{в}} = 0...3$ %. Значение коэффициента теплоотдачи от наружного воздуха к поверхности изоляции во всех вариантах численного анализа принималось равным $\alpha = 5,8$ Вт/(м²·К) [8], а теплота фазового перехода – $Q = 334 \cdot 10^3$ Дж/кг [6].

В табл. 1 приведены значения теплофизических характеристик воды, льда и полистирола ПС-1 [9, 10], использовавшиеся при проведении численного моделирования.

Таблица 1. Теплофизические свойства материалов и веществ

Материал/вещество	λ , Вт/(м·К)	c , Дж/(кг·К)	ρ , кг/м ³
Вода	0,6	4186	994,04
Лед	2,4	1924	916,8
Полистирол ПС-1	0,0343	1188,5	100

Результаты исследования

Основные результаты численного исследования потерь холода в рассматриваемом объекте приведены в табл. 2 и на рис. 2.

Обоснованность и достоверность результатов исследований следует из проведенных проверок используемых методов на сходимость и устойчивость решений на множестве сеток и выполнения условий баланса энергии δ_2 на границах области расчета. Погрешность по балансу энергии δ_2 (табл. 2) во всех вариантах численного анализа не превышала 0,2 %, что является приемлемым при проведении исследований тепловых режимов резервуаров для хранения криожидкостей.

Таблица 2. Результаты численного моделирования

T_{oc} , К	W , %	q_i , Вт/м	δ_i , мм	δ_i , %	δ_2 , %	t_{ct} , ч
290	0	266,0	0	–	0,079	3,4
	1	411,8	43,7	35,4	0,135	2,8
	2	554,7	46,8	52,0	0,120	3,1
	3	693,0	48,9	61,6	0,167	3,3
295	0	293,2	0	–	0,077	3,4
	1	440,2	40,8	33,4	0,111	3,0
	2	586,4	44,2	50,0	0,172	3,2
	3	727,6	46,5	59,7	0,143	3,4
300	0	317,3	0	–	0,081	3,4
	1	469,2	38,2	32,4	0,136	3,0
	2	618,3	41,8	48,7	0,078	3,5
	3	762,6	44,4	58,4	0,034	3,8

Анализ результатов исследований (табл. 2) позволяет говорить об ожидаемом увеличении теплопритоков к резервуару с ростом температуры окружающей среды T_{oc} и объемной доли влаги W , содержащейся в структуре изоляции. Результаты расчета потерь холода, табл. 2, свидетельствуют о том, что увлажнение и последующее промерзание слоя тепловой изоляции приводят к росту потерь холода до $\delta_1=61,6$ % для рассматриваемого диапазона изменений T_{oc} и W .

Полученные результаты свидетельствуют о том, что при эксплуатации резервуаров для хранения

криожидкостей даже при относительно невысоких значениях T_{oc} и W возможно существенное увеличение теплопритоков к рассматриваемым объектам. Следует отметить, что в рамках рассматриваемой задачи толщина слоя промерзшей тепловой изоляции имеет максимальное значение $\delta=48,9$ мм (табл. 2), что соответствует практически полному промерзанию теплоизоляционного покрытия рассматриваемого объекта.

На рис. 2 приведены величины теплопритоков к резервуару в зависимости от времени при температуре окружающей среды $T_{oc}=295$ К и значениях относительного объемного влагосодержания изоляции $W=0$ и 3 %.

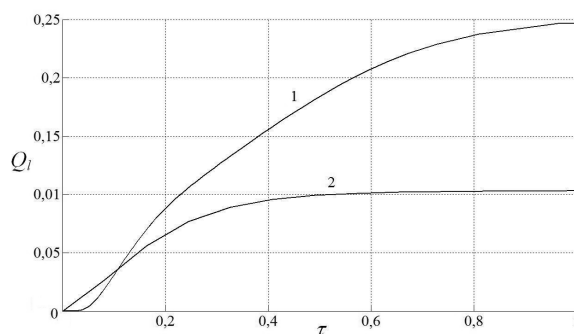


Рис. 2. Зависимость теплопритоков к резервуару от времени при W : 1) 3; 2) 0 %

Анализ нестационарности процессов теплопереноса в рассматриваемой системе позволяет сделать вывод о том, что длительность выхода на стационарный режим находится в диапазоне $t_{ct}=2,8...3,8$ ч (табл. 2) в зависимости от температуры окружающей среды T_{oc} и объемной доли влаги W . Поскольку типичные времена хранения криожидкостей в резервуарах существенно превышают указанный временной интервал, то нестационарностью процессов теплопереноса в изоляции можно обоснованно пренебречь.

Выводы

1. Проведены моделирование теплопереноса в ограждающих конструкциях резервуаров для хранения криогенных жидкостей и численный анализ интенсификации потерь холода с учетом промерзания тепловой изоляции.
2. Установлены масштабы увеличения на 35...60 % теплопритоков вследствие увлажнения и последующего промерзания слоя тепловой изоляции.
3. Выявлено, что нестационарностью процессов теплопереноса в изоляции резервуаров для хранения криожидкостей можно обоснованно пренебречь.

Работа выполнена в рамках гранта РФФИ № 12-08-00201-а и гранта Президента РФ (проект № МК 1284.2011.8).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бытенский О.М. Энергосбережение в тепловых сетях систем теплоснабжения // Энергетик. – 2009. – № 5. – С. 25–28.
2. Развитие теплоснабжения в России в соответствии с Энергетической стратегией до 2030 г. // Новости теплоснабжения. – 2010. – № 2. – С. 6–9.
3. Каганер М.Г. Тепловая изоляция в технике низких температур. – М.: Машиностроение, 1966. – 275 с.
4. СНиП 41-03-2003. Тепловая изоляция оборудования и трубопроводов. – М.: Изд-во стандартов, 2004. – 28 с.
5. Официальный сайт ЗАО «ПЗЭМ». 2011. URL: <http://www.pzem.ru/taxonomy/term/21> (дата обращения: 19.09.2011).
6. Курьлев Е.С., Оносовский В.В., Румянцев Ю.Д. Холодильные установки. – СПб.: Политехника, 2004. – 576 с.
7. Самарский А.А., Гулин А.Н. Численные методы математической физики. – М.: Научный мир, 2000. – 316 с.
8. Ильинский В.М. Строительная теплофизика. – М.: Высшая школа, 1974. – 320 с.
9. Бурцев С.И., Цветков Ю.Н. Влажный воздух. Состав и свойства. – СПб.: СПбГАХПТ, 1998. – 146 с.
10. Новицкий Л.А., Кожевников И.Г. Теплофизические свойства материалов при низких температурах. – М.: Машиностроение, 1975. – 216 с.

Поступила 02.11.2011 г.

УДК 621.311.001.57

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ВИЗУАЛЬНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СХЕМ ТЕПЛОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ УСТАНОВОК

Д.К. Смирнов, Н.Н. Галашов

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

На основе объектного подхода разработан программный комплекс визуального моделирования схем теплоэнергетических установок. Он позволяет автоматизировать процесс моделирования схем из готовых компонентов оборудования и связей, а также создавать новые компоненты и изменять математические модели любых объектов на любом этапе моделирования.

Ключевые слова:

Теплоэнергетическая установка, объектный подход, моделирование, элемент, связь, класс, объект.

Key words:

Heat-and-power engineering, object approach march, modeling, element, connection, class, object.

В настоящее время имеется большое количество как зарубежных, так и отечественных разработок нового энергетического оборудования. К ним относятся парогазовые установки; энергоблоки на суперсверхкритические параметры пара; установки с когенерацией и тригенерацией на ТЭЦ и т. д. Для выбора наиболее надежных, экономичных и маневренных установок требуются сложные трудоемкие расчеты, которые практически невозможно выполнить без современной вычислительной техники и специальных методов математического моделирования.

Имеющиеся в настоящее время работы по математическому моделированию схем теплоэнергетических установок [1–7] разрабатывались без применения объектного подхода (ОП), который появился в современных языках программирования и позволяет значительно усовершенствовать и упростить процесс моделирования, что показано в работе [8]. В существующих программах моделирования жестко определяется набор оборудования, на основе которого моделируется энергоустановка, и для каждого вида оборудования составляется своя система уравнений, которую невозможно изменить без изменения кода основной программы.

Сложным является и процесс связывания объектов схемы в единую систему, для чего применяются специальные математические методы теории графов и матриц. При этом пользователь большую часть времени затрачивает на кодирование связей.

Целью данной работы является применение объектного подхода, что позволяет устранить перечисленные недостатки существующих методик и программ моделирования.

Объектный подход предоставляет следующие важные преимущества [9]: возможность сборки системы из готовых повторно используемых компонент; возможность накапливать теоретические и опытные знания в виде библиотек классов на основе механизма наследования; простоту внесения изменений в проекты за счет использования свойств наследования и полиморфизма; автоматическое связывание объектов системы за счет системы указателей на объекты.

Для моделирования схемы теплоэнергетической установки на основе ОП были выбраны два базовых класса – «элемент» и «связь». Класс «элемент» характеризует компоненты оборудования (парогенераторы, турбины, цилиндры и отсеки турбины, конденсаторы, деаэраторы, подогреватели

ли, охладители, насосы, клапаны, коллекторы и т. д.). Класс «связь» характеризует компоненты, соединяющие оборудование: паро-, водо- и газопроводы, передающие теплоноситель между оборудованием, и валопроводы, передающие механическую энергию между цилиндрами турбины и от турбины к генератору, а также от электро- или турбопривода к насосам или другим механизмам собственных нужд электростанции.

Математическая модель схемы теплоэнергетической установки описывается системой балансовых уравнений, характеризующих процессы в элементах и связях. Эти уравнения хорошо известны [1–7], поэтому в данной работе их касаться не будем.

При разработке программного комплекса была поставлена задача, чтобы атрибуты компонентов элементов и связей, представляющие их изображения и системы уравнений, при необходимости, можно было создавать и корректировать непосред-

ственно в процессе моделирования схемы без изменения кода программы моделирования. Для этого в классах элементов и связей введены атрибуты, характеризующие графические параметры изображения, и текстовое поле, в которое можно записать систему уравнений математической модели объекта в виде текстовой информации.

Для объединения элементов и связей в единую систему в их классы введены поля, содержащие указатели на объекты, связанные с данным объектом.

Для взаимодействия с объектами в процессе моделирования и расчета схемы в поля классов введены методы взаимодействия, которые по однократному или двукратному щелчку кнопок мыши позволяют пользователю выполнять необходимые действия.

Структура программного комплекса визуального моделирования схем теплоэнергетических установок приведена на рис. 1.

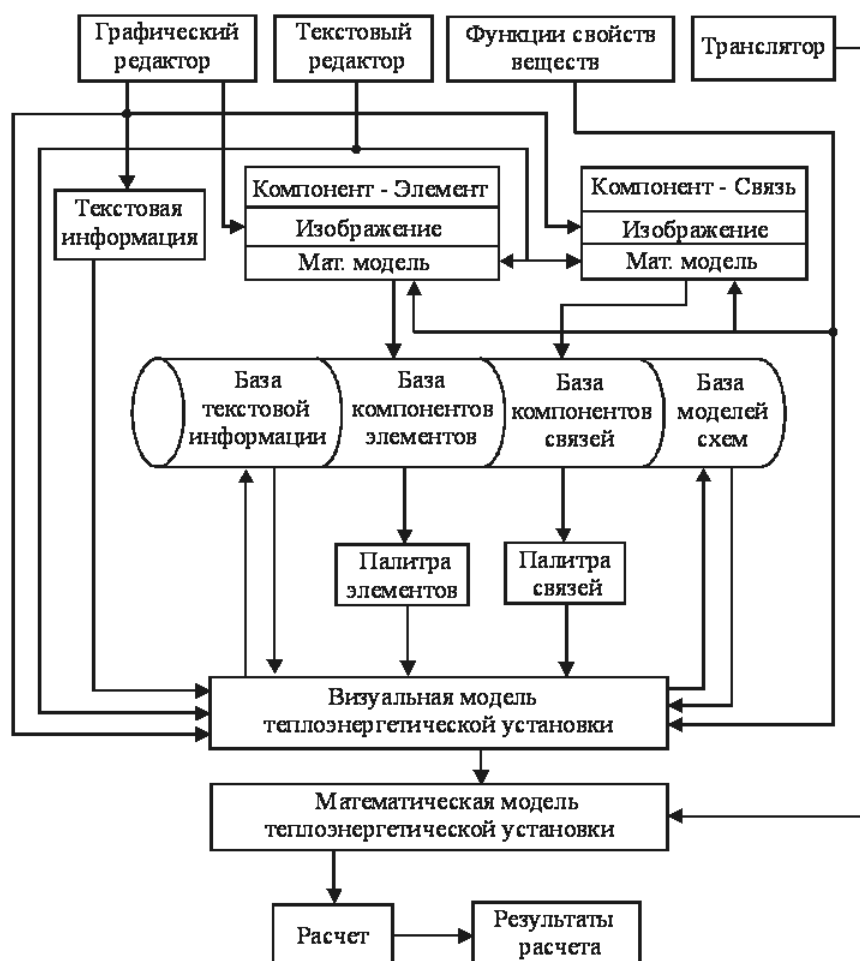


Рис. 1. Структура программного комплекса

Графический редактор позволяет нарисовать изображение компонентов класса «элемент» в виде цветного рисунка, характерного для данного вида оборудования, и изображение компонентов класса «связь» в виде ломаной линии необходимого типа и цвета. Также графический редактор позволяет на основе имеющихся компонентов ввести объекты элементов и связей и объединить их в единую схему с помощью указателей на объекты. Кроме того, графический редактор позволяет ввести необходимые обозначения на схеме в виде текстовой информации, при этом текстовая информация сохраняется в базе данных и считывается из нее при работе со схемой.

Компоненты всех разработанных элементов и связей со всеми атрибутами сохраняются в базу данных, откуда их изображения выводятся на панели палитры элементов и связей, где палитра представляет набор кнопок с изображениями компонентов. Из палитры компоненты могут быть выбраны для создания объектов модели схемы теплоэнергетической установки.

Система уравнений математических моделей компонентов элементов и связей записывается с помощью текстового редактора. Математическую модель компонента можно записать при его разработке, при этом она будет храниться в базе данных компонента в виде шаблона, или можно оставить ее поле пустым и заполнить его в созданном на основе компонента объекте.

При проектировании модели схемы теплоэнергетической установки на основе разработанных компонентов создаются конкретные объекты, имеющие все атрибуты породивших их компонентов. С помощью инспектора объекта эти атрибуты можно изменять. Так, например, можно изменить конфигурацию линии связи, ее тип и цвет, а, главное, можно изменять поле математической модели объекта – записать его заново или произвести изменения в шаблоне, что не влияет на шаблон породившего объект компонента.

Модель схемы теплоэнергетической установки со всеми объектами и текстовой информацией с заданным именем сохраняется в базу данных, откуда может быть вызвана по имени для корректировки или расчета.

При записи математических моделей элементов и связей требуются функции теплофизических свойств веществ. В данной работе использованы функции расчета свойств воды и водяного пара [10].

Для расчета схемы из текстовых записей математических моделей элементов и связей формируется единая математическая модель схемы теплоэнергетической установки, которая с помощью транслятора переводится в исполняемый код программы. Транслятор разработан на основе обратной польской нотации [11]. При наличии ошибок в математической модели транслятор указывает место и вид ошибки. Математическая модель стационарных режимов теплоэнергетической установки представляет систему нелинейных алгебраи-

ческих уравнений. Расчет системы производится модифицированным методом Ньютона.

Программный комплекс моделирования написан на языке программирования Delphi и имеет модульную структуру. К основным модулям программы относятся: модуль графического редактора; модуль текстового редактора; модуль расчета параметров воды и водяного пара; модуль разработки компонента, позволяющий создать его изображение и математическую модель и установить в палитру компонентов; модуль трансляции текстовой записи математической модели в исполняемый код; модуль создания документа и визуального моделирования схемы; модуль расчета схемы; модуль взаимодействия с базой данных.

Интерфейс программного комплекса состоит из ряда форм. Основным компонентом главной формы является рабочая область, на которой из элементов и связей моделируется схема теплоэнергетической установки. Главное меню позволяет выполнять операции с документами, настраивать внешний вид программы, создавать и сохранять модели схем, работать с библиотеками компонент, транслировать и рассчитывать математические модели и т. д. Панели инструментов содержат набор кнопок, дублирующих команды главного меню. Палитра элементов отображает кнопки с графическими изображениями элементов, на основе которых можно разрабатывать модель теплоэнергетической установки или ее подсистем. Палитра связей позволяет выбрать и нарисовать паропровод, водопровод или механическую связь. Инспектор объектов отображает атрибуты выбранного объекта и позволяет их изменять. Строка состояния показывает сведения о выделенной команде или выполняемой операции.

На рис. 2 приведена главная форма и формы разработки компонента паровой турбины.

Раздел меню «Файл» позволяет создать и записать в базу данных модель новой схемы или вызвать для расчета или корректировки модель существующей схемы.

В разделе меню «Библиотеки» по строке «Элементы» открывается форма с базой данных «Библиотека элементов», где в строках указаны имена существующих компонентов. Элементы в базе данных можно «Добавить», «Редактировать» и «Удалить». По строке «Добавить» открывается форма «Редактор элементов», в которой с помощью графических примитивов можно создать изображение компонента; ввести его имя; с помощью текстового редактора в поле отдельной формы создать шаблон математической модели компонента. После сохранения и закрытия формы «Редактор элементов» имя компонента появляется в строке базы «Библиотека элементов», а после выхода из базы в палитре элементов главной формы появляется кнопка с изображением компонента. По строкам «Редактировать» и «Удалить» можно изменить изображение и шаблон математической модели и удалить компонент.

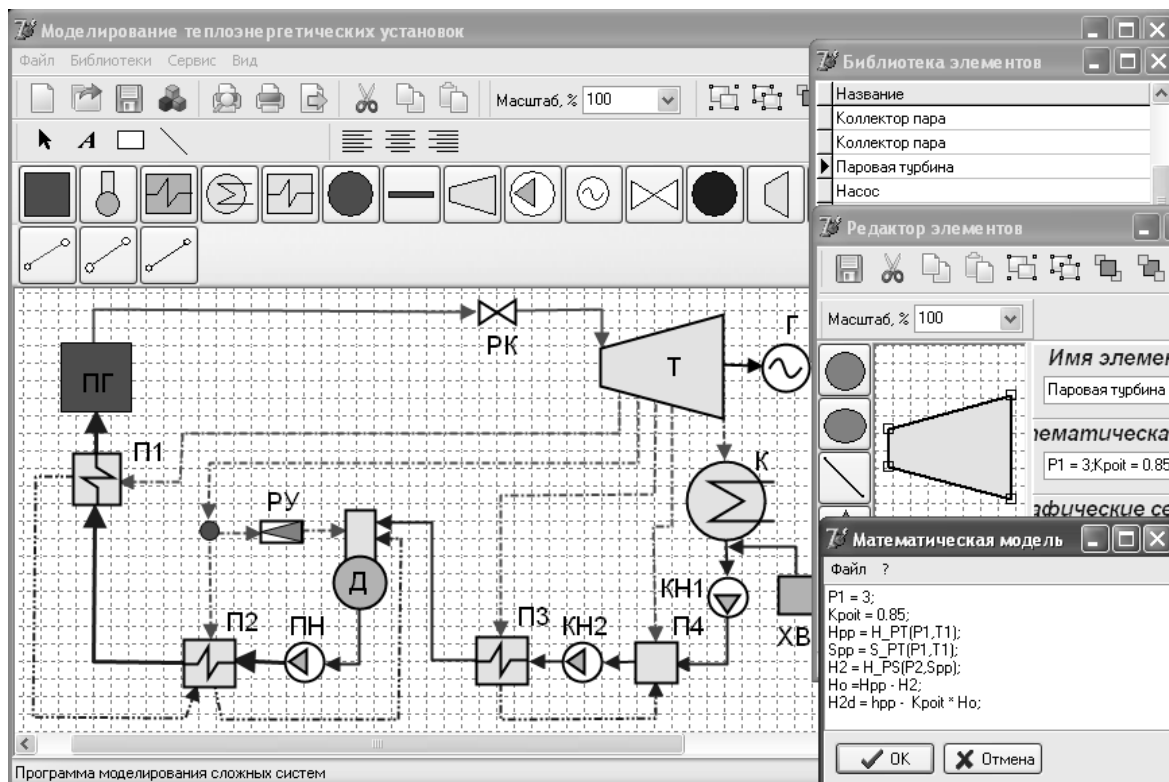


Рис. 2. Главная форма и формы разработки компонента

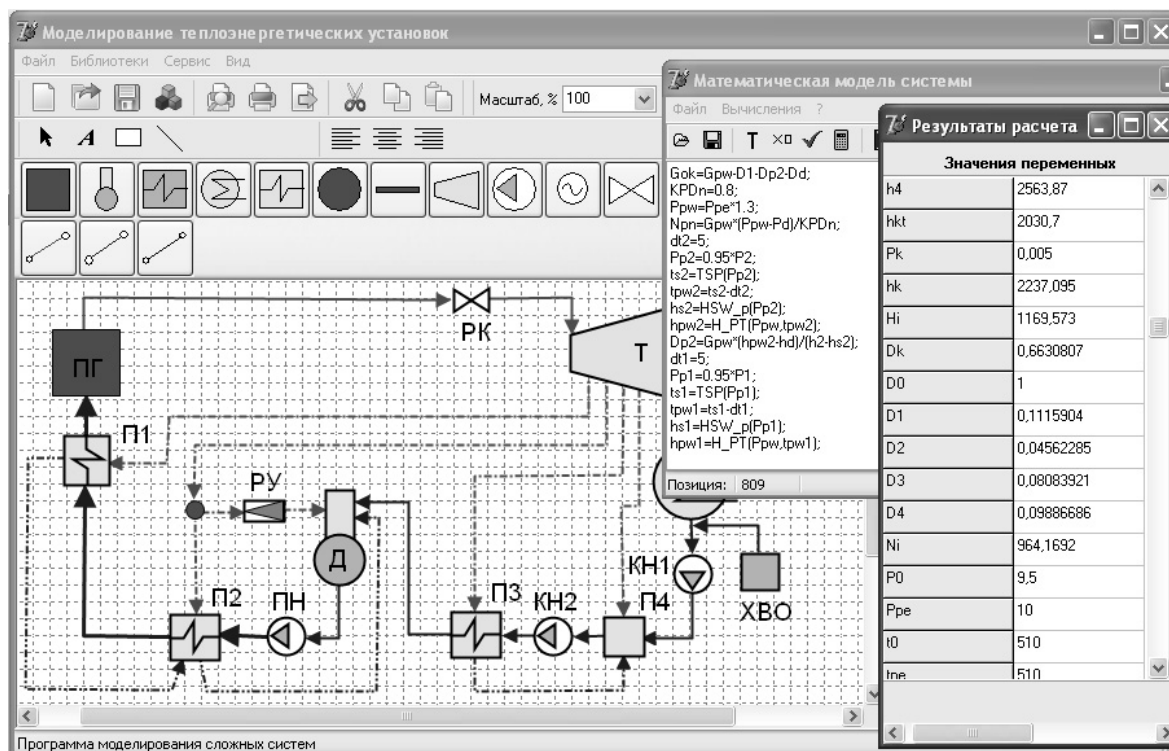


Рис. 3. Главная форма и формы математической модели и результатов расчета схемы

Подобным образом в разделе меню «Библиотеки» по строке «Связи» в базе данных создаются, корректируются или удаляются компоненты связей.

Модель схемы собирается из объектов, которые создаются при щелчке левой кнопкой мыши по кнопке с изображением компонента на палитре и устанавливаются в нужном месте рабочей обла-

сти. Объединение объектов в единую систему производится при вводе связей. При этом в связи устанавливаются указатели на объекты — из которого она выходит и в который входит, а в этих объектах устанавливаются указатели на связь.

Расчет схемы производится по разделу меню «Сервис» строка «Модель системы». При этом открывается форма «Математическая модель системы» (рис. 3) в которой отображается система уравнений всех объектов схемы. Трансляция системы уравнений производится щелчком левой кнопки мыши по кнопке «Т» на панели инструментов формы.

После расчета значения всех параметров модели схемы выводятся на отдельную форму в виде таблицы (рис. 3).

Процесс моделирования можно производить поэтапно, проверяя на каждом этапе адекватность создаваемой модели. Также можно моделировать отдельные элементы или фрагменты схем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Попырин Л.С. Математическое моделирование и оптимизация теплоэнергетических установок. — М.: Энергия, 1978. — 416 с.
2. Шубенко-Шубин Л.А., Палагин А.А. Математическое моделирование тепловых схем паротурбинных установок // В кн.: Вопросы оптимизации и расчета паротурбинных блоков большой мощности. — Саратов: СПИ, 1969. — Вып. 39. — С. 83–100.
3. Зорин В.М., Бисярин А.Н. Универсальная математическая модель для расчета тепловых схем АЭС и АТЭС // Труды Московского энергетического института. — 1980. — Вып. 474. — С. 148–161.
4. Вульман Ф.А., Корягин А.В., Кривошей М.З. Математическое моделирование тепловых схем паротурбинных установок на ЭВМ. — М.: Машиностроение, 1985. — 112 с.
5. Попырин Л.С., Самусев В.И., Эпельштейн В.В. Автоматизация математического моделирования теплоэнергетических установок. — М.: Наука, 1981. — 236 с.
6. Палагин А.А. Автоматизация проектирования тепловых схем турбоустановок. — Киев: Наукова думка, 1983. — 160 с.

В настоящее время программный комплекс позволяет моделировать схемы пароводяного тракта ТЭС, АЭС и котельных. При добавлении в него функций расчета свойств воздуха и газов можно будет моделировать газоздушный тракт ТЭС и котельных, а также схемы газотурбинных и парогазовых установок.

Выводы

1. Объектный подход к визуальному моделированию схем теплоэнергетических установок существенно упрощает процесс моделирования, делая его наглядным и поэтапным.
2. Программный комплекс моделирования позволяет создавать и изменять компоненты и их математические модели непосредственно в процессе работы, автоматически объединять объекты схемы в единую систему.

7. Боровков В.М., Казаров С.А., Кутахов А.Г., Романов С.Н. Автоматизированное проектирование тепловых схем и расчет переменных режимов ПТУ ТЭС и АЭС // Теплоэнергетика. — 1993. — № 3. — С. 5–9.
8. Галашов Н.Н. Объектное моделирование тепловых схем паротурбинных установок // Электрические станции. — 2008. — № 12. — С. 14–17.
9. Гради Б. Объектный анализ и программирование с примерами приложений на С++. — М.: «Издательство Бином»; СПб.: «Невский диалект», 1998. — 560 с.
10. Александров А.А. Международное уравнение состояния воды и водяного пара // Теплоэнергетика. — 1997. — № 10. — С. 68–72.
11. Лебедев В.Н. Введение в системы программирования. — М.: Статистика, 1975. — 312 с.

Поступила 01.09.2011 г.

ТЕПЛОВАЯ КОНВЕКЦИЯ ФЕРРОЖИДКОСТИ В УЗКИХ КАНАЛАХ

А.Ф. Глухов, В.А. Демин, И.А. Мальгачёва, Е.А. Попов

Пермский государственный университет

E-mail: demin@psu.ru

Экспериментально и теоретически изучена тепловая конвекция магнитных жидкостей на основе керосина в тонких связанных каналах с границами высокой теплопроводности. Для объяснения сложного динамического поведения конвективной системы в области малых надкритичностей предложена трехкомпонентная модель, согласно которой магнитная жидкость должна рассматриваться как коллоидный раствор с феррочастицами и сложной по молекулярному составу несущей жидкостью. Показано, что природа нелинейных конвективных колебаний магнитной жидкости вблизи порога механического равновесия определяется термодиффузионным разделением компонентов керосина в поперечном сечении каналов.

Ключевые слова:*Тепловая конвекция, связанные каналы, магнитная жидкость, бинарный носитель.***Key words:***Thermal convection, connected channels, magnetic liquid, binary medium.*

В последнее время описанию тепло- и массопереноса в газовых и жидких многокомпонентных средах уделяется огромное внимание как в отечественной, так и зарубежной научной литературе. С физической точки зрения имеются существенные различия между молекулярными растворами и коллоидными смесями. В молекулярных многокомпонентных растворах ведущую роль играют одни эффекты (диффузия и термодиффузия), а в коллоидах, например, феррожидкостях, представляющих собой смеси с парамагнитными свойствами, – другие [1]. Известно, что для магнитной жидкости, в первую очередь, определяющим является взаимодействие феррочастиц с магнитным полем, которое оказывает на ее движение колоссальное влияние [2, 3]. С другой стороны, наиболее распространенной несущей жидкостью для феррочастиц является керосин, который сам является сложной многокомпонентной средой. Когда магнитное поле отсутствует, на передний план могут выступать другие более тонкие эффекты, не связанные с воздействием внешних полей. Ранее было отмечено [4], что сложная, обусловленная наличием внутреннего гиромангнетизма реология феррожидкостей должна наиболее ярко проявляться при их движении по тонким каналам. Однако, прямых экспериментов в области свободной тепловой конвекции, сопровождаемых теоретическими расчетами не было.

В рамках другого направления было проведено исследование тепловой конвекции жидких молекулярных бинарных смесей в длинных связанных каналах с границами высокой теплопроводности [5]. В этой работе была установлена ключевая роль термодиффузии при формировании специфических колебательных режимов в области малых надкритичностей. В [6] описаны точно такие же эксперименты с феррожидкостями на основе керосина. Оказалось, что феррожидкости ведут себя, в определенном смысле, подобно молекулярным бинарным смесям. Объяснения, почему в магнитной жидкости, так же как в молекулярных бинарных

смесях, формируются специфические перебросовые колебания, дано не было. Более детальные эксперименты с магнитными жидкостями и бинарными смесями, а также расчеты, результаты которых будут представлены ниже, показали, что определяющую роль в наблюдавшихся эффектах играет термодиффузия компонентов несущей жидкости, но не самих магнитных частиц.

Постановка задачи и эксперимент

Экспериментальная установка состояла из прямоугольного латунного стержня, в котором выточены два продольных параллельных канала квадратного сечения шириной $2d=3,2$ мм и высотой $h=50$ мм. Каналы соединялись сверху и внизу перемычками того же профиля, которые были снабжены массивными изотермическими теплообменниками (рис. 1, а). Разность температур между теплообменниками создавалась при помощи электрического нагревателя внизу и обдуваемого радиатора сверху. Терморегулятор «Термодат 16Е3» поддерживал заданную разность температур. Тем самым в жидкости, находящейся в равновесии, создавалось однородное по сечению и линейное по длине распределение температуры. При достижении критических условий подогрева возникало конвективное течение среды: в одном канале восходящий поток, а в другом – нисходящий.

Интенсивность течения определялась по разности температур между восходящим и нисходящим потоками при помощи дифференциальной медь-константановой термопары из проводов диаметром 0,1 мм. Спаи термопары были установлены в средней части каналов, а ее сигнал измерялся цифровым прибором «Термодат» Т29БМ1 с разрешением 0,01 °С. Приборы подключались к USB-порту компьютера и опрашивались в автоматизированном режиме. Смеси готовились в стеклянной колбе и перед заливкой в каналы тщательно перемешивались в течение 10...15 мин путем интенсивных взбалтываний. В качестве рабочих использовались керосин, магнитные жидкости с 4 и 12 % содержа-

нием феррочастиц размером 10...11 нм и растворы сульфата натрия в воде.

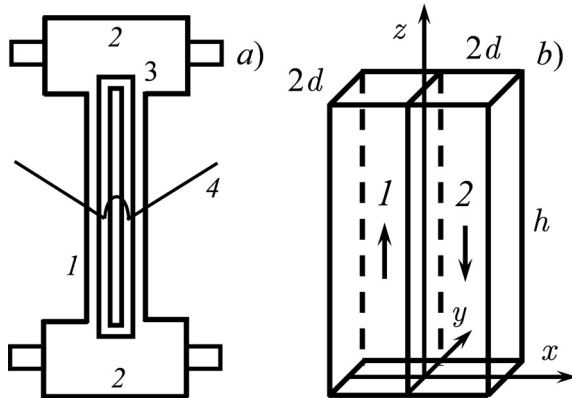


Рис. 1. Схема экспериментальной установки (а): 1) латунный стержень; 2) теплообменники; 3) связанные каналы, 4) термопара; система координат (b): 1, 2 – левый и правый каналы

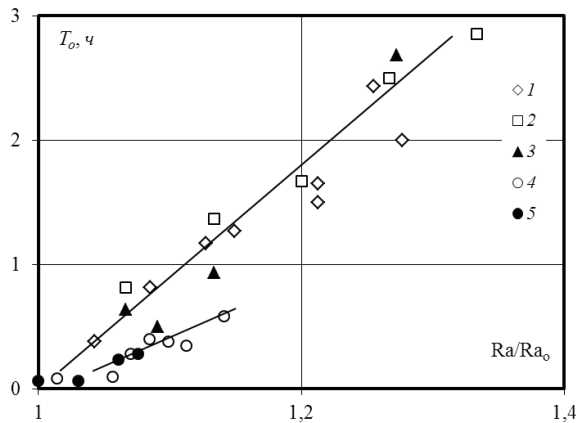


Рис. 2. Период перебросов T_0 в зависимости от относительного числа Рэлея Ra : 1) 12 % феррожидкость, $\Delta=4,7$ К; 2) 4 % феррожидкость, $\Delta=1,5$ К; 3) керосин, $\Delta=1,5$ К; 4) 10 % водный раствор сульфата натрия, $\Delta=7,1$ К; 5) 4 % водный раствор сульфата натрия, $\Delta=6,6$ К

Концентрационный коэффициент плотности у всех смесей достаточно велик: от $4 \cdot 10^{-2}$ у раствора сульфата натрия в воде до 5,5 у магнитной жидкости. Таким образом, даже слабые градиенты концентрации способны создавать достаточно сильные неоднородности плотности, которые могут служить причиной возникновения или наоборот подавления конвекции. В экспериментах исследовалась зависимость периода перебросовых колебаний (периодической смены направления течения жидкости в каналах) от числа Рэлея, рис. 2. Все результаты группируются вблизи двух зависимостей. Первая объединяет магнитные жидкости, а вторая характеризует водные растворы сульфата натрия. Результаты опытов с керосином тяготеют к результатам с магнитными жидкостями. Каждая точка отражает результат измерения периода в одном эксперименте для фиксированных параметров, при этом верхний теплообменник всегда имел тем-

пературу близкую к комнатной. Критические для возникновения конвекции разности температур Δ приведены в подписи к рисунку. Для керосина критическая разность, как и для 4 % магнитной жидкости составляет 1,5 К, но для экспериментов с керосином каналы предварительно были заужены путем наклейки на одну из стенок латунной пластины толщиной 0,8 мм.

Анализ данных, рис. 2, позволяет сделать вывод, что природа перебросовых колебаний в магнитных жидкостях вполне аналогична природе колебаний бинарных смесей с положительной молекулярной термодиффузией [5]. Опыты с керосином позволяют предположить определяющую роль термодиффузионного разделения компонентов этой дисперсионной среды.

Основные уравнения и методика расчета

Рассмотрим тепловую конвекцию непроводящей парамагнитной жидкости с учетом того, что за парамагнетизм среды отвечают ферритовые наночастицы [2–4], и они равномерно распределены в сложной по составу жидкости-носителе. В роли жидкой матрицы выступает керосин, который структурно в первом приближении будем считать бинарной смесью, состоящей из двух типов молекул. Это длинные, более легкие молекулы нефтяных углеводородов и плоские (из-за наличия бензольного кольца) более тяжелые молекулы предельных алифатических углеводородов. Предполагается, что эти компоненты при наличии неоднородностей температуры перераспределяются в полости вследствие явления положительной термодиффузии.

В опытах связанные каналы имели твердые высокотеплопроводные границы. Однако по причине того, что каналы находились на достаточно большом расстоянии друг от друга, в расчетах их тепловым взаимодействием пренебрегалось. Система координат выбиралась так, чтобы ось z была направлена вдоль оси канала. В этой системе координат $\vec{k}(0,0,1)$ – единичный вектор, направленный вертикально вверх. Воспользуемся системой уравнений гидродинамики для жидкостей с внутренним вращением [7]. В общем случае, когда присутствует внешнее поле, для несжимаемой жидкости имеем:

$$\rho \left(\frac{\partial \vec{v}}{\partial t} + (\vec{v} \nabla) \vec{v} \right) = -\nabla \left(p + \frac{\vec{M}}{\chi} (\vec{M} - \chi \vec{H}_e) \right) + (\vec{M} \nabla) \vec{H} + \left(\eta + \frac{\chi}{4\gamma^2 \tau} \right) \Delta \vec{v} + \frac{1}{2\gamma \tau} \text{rot } \vec{M}, \quad (1)$$

$$\frac{\partial \vec{M}}{\partial t} + (\vec{v} \nabla) \vec{M} = \gamma [\vec{M} \vec{H}] - \frac{1}{\tau} (\vec{M} - \chi \vec{H}_e) - D_{\perp} \text{rot rot } \vec{M} + D_{\parallel} \nabla \text{div } \vec{M}. \quad (2)$$

Здесь \vec{v} , \vec{M} и p – поля скорости, намагниченности и давления; ρ – плотность жидкости. Констан-

ты D_{\perp} и D_{\parallel} – соответственно, коэффициенты поперечной и продольной диффузии намагниченности; γ – эффективное значение гиромагнитного отношения для объемных плотностей внутреннего механического и магнитного моментов; χ – магнитная восприимчивость; τ – характерное время релаксации намагниченности. В уравнения входят \vec{H} – напряженность внешнего магнитного поля и \vec{H}_e – напряженность эффективного поля, возникающего за счет ориентации частиц в сдвиговом гидродинамическом потоке:

$$\vec{H}_e = \vec{\Omega}/\gamma = \frac{1}{2\gamma} \text{rot } \vec{v},$$

где $\vec{\Omega}$ – вихрь скорости. Внутренние степени свободы вносят дополнительный диссипативный вклад в виде вращательной вязкости $\eta_r = \chi/4\gamma^2\tau$. В дополнение жидкость считается несжимаемой, а магнитное поле удовлетворяет уравнениям:

$$\text{div } \vec{v} = 0, \quad \text{div}(\vec{H} + 4\pi\vec{M}) = 0, \quad \text{rot } \vec{H} = 0.$$

Для описания тепловой конвекции в подобной среде систему (1), (2) необходимо дополнить уравнением переноса тепла

$$\frac{\partial T}{\partial t} + (\vec{v}\nabla)T = a\Delta T, \quad (3)$$

где a – коэффициент температуропроводности феррожидкости. Считая среду-носитель бинарной жидкостью, в которой вследствие термодиффузии происходит перераспределение компонентов, добавим также к системе (1)–(3) уравнение переноса примеси:

$$\frac{\partial C}{\partial t} + (\vec{v}\nabla)C = D(\Delta C + \alpha\Delta T), \quad (4)$$

где C – концентрация тяжелой компоненты в керосине; D и α – коэффициенты диффузии и термодиффузии. Не вдаваясь в детали вывода уравнений термоконцентрационной конвекции [8], внесем в уравнение Навье–Стокса (1) дополнительный член с соответствующей подъемной силой $g(\beta_1 T + \beta_2 C)\vec{k}$, где β_1 – коэффициент теплового расширения; β_2 – коэффициент, описывающий зависимость плотности жидкости-носителя от концентрации тяжелого компонента. Представленные уравнения описывают взаимодействие гидродинамических и магнитных процессов. Учет физических механизмов, связанных с магнитными свойствами среды (магнитной восприимчивостью и внутренним гиромагнетизмом), позволяет объяснить рассматриваемые явления. Даже в отсутствие внешнего поля уравнения (1), (2) содержат дополнительные слагаемые, отличающие их от стандартной системы уравнений тепловой конвекции для молекулярных бинарных жидкостей:

$$\rho \left(\frac{\partial \vec{v}}{\partial t} + (\vec{v}\nabla)\vec{v} \right) = -\nabla \left(p + \frac{\vec{M}}{\chi} (\vec{M} - \chi\vec{H}_e) \right) + \eta_e \Delta \vec{v} + g(\beta_1 T - \beta_2 C)\vec{k} + \frac{1}{2\gamma\tau} \text{rot } \vec{M}, \quad (5)$$

$$\frac{\partial \vec{M}}{\partial t} + (\vec{v}\nabla)\vec{M} = -\frac{1}{\tau} (\vec{M} - \chi\vec{H}_e) - D_{\perp} \text{rot rot } \vec{M}, \quad (6)$$

где $\eta_e = \eta + \eta_r$ – эффективная динамическая вязкость. Введем безразмерные переменные. В качестве единицы измерения расстояния выберем полутолщину канала d , времени – d^2/ν , скорости – ν/d , температуры – Θ , концентрации – $\Theta\beta_2/\beta_1$, давления – $\rho\nu^2/d^2$, намагниченности – $\chi/\gamma\tau$.

Так как в эксперименте высота каналов велика по сравнению с их толщиной $h \gg d$, упростим конвективные уравнения с учетом приближения прямолинейных траекторий $\vec{v}(0,0,u(x,y,z,t))$. В дополнение переработаем уравнение для концентрации тяжелого компонента жидкости-носителя (4) в терминах новой переменной $F = C + \varepsilon T$. В результате полная система уравнений тепловой конвекции феррожидкости со сложным носителем в безразмерной форме имеет вид:

$$\frac{\partial u}{\partial t} = -\nabla \Pi + (1 + \Lambda)\Delta u + \frac{\text{Ra}H}{\text{Pr}} (T(1 + \varepsilon) - F) + 2\Lambda \cdot \text{Rx} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right), \quad (7)$$

$$\frac{\partial M_x}{\partial t} = -\text{Rx}M_x + \frac{\partial u}{\partial y} + \frac{1}{\text{Pf}} \Delta M_x, \\ \frac{\partial M_y}{\partial t} = -\text{Rx}M_y - \frac{\partial u}{\partial x} + \frac{1}{\text{Pf}} \Delta M_y, \quad (8)$$

$$\frac{\partial T}{\partial t} + u \frac{\partial T}{\partial z} = \frac{1}{\text{Pr}} \Delta T - \frac{u}{H}, \quad (9)$$

$$\frac{\partial F}{\partial t} + u \frac{\partial F}{\partial z} = \frac{1}{\text{Sc}} \Delta F + \frac{\varepsilon}{\text{Pr}} \Delta T, \\ \Pi = p + M^2/\chi - \vec{M}\vec{H}_e. \quad (10)$$

Здесь H – безразмерная высота канала; T – отклонение температуры от равновесного линейного профиля. Для простоты предполагается, что намагниченность, как и скорость, не зависит от вертикальной координаты. В ур. (7) входит эффективное давление Π и введены следующие обозначения для безразмерных параметров:

$$\text{Ra} = \frac{g\beta_1 A d^4}{\alpha\nu}, \quad \text{Pr} = \frac{\nu}{a}, \quad \text{Sc} = \frac{\nu}{D}, \quad \varepsilon = \alpha \frac{\beta_2}{\beta_1}, \\ \text{Pf} = \frac{\nu}{D_{\perp}}, \quad \text{Rx} = \frac{d^2}{\nu\chi}, \quad \Lambda = \frac{\chi}{4\gamma^2\tau\eta},$$

где $A = \Theta/h$. Соответственно, безразмерные параметры – это число Рэлея (управляющий параметр в задаче), числа Прандтля и Шмидта, термодиффузионный параметр ($\varepsilon > 0$ отвечает положительной термодиффузии), феррогидродинамический аналог числа Прандтля, релаксационный параметр для намагниченности и отношение феррогидродинамической добавки к динамической вязкости жидкости-носителя.

Граничные условия на вертикальных стенках:

$$u|_{\Gamma} = 0, T|_{\Gamma} = 0, \vec{M}|_{\Gamma} = 0 [7],$$

$$\left. \frac{\partial F}{\partial \vec{n}} \right|_{\Gamma} = \left(\frac{\partial C}{\partial \vec{n}} + \varepsilon \frac{\partial T}{\partial \vec{n}} \right) \Big|_{\Gamma} = 0. \quad (11)$$

Таким образом, в рамках данной модели феррожидкость на основе керосина рассматривается формально как трехкомпонентная среда. Отметим, что использование приближения прямолинейных траекторий приводит к линеаризации уравнения Навье–Стокса. Далее интегрируя уравнение (7) вдоль каналов по замкнутому контуру, исключаем градиент давления. Краевая задача (7)–(11) решалась численно методом конечных разностей в сочетании с процедурой Галеркина–Канторовича. Фурье-анализ экспериментальных данных показывает [5], что поле температуры по вертикали в первом приближении может быть аппроксимировано двумя функциями

$$T = T_1(x, y, t) \sin(\pi z/H) + T_2(x, y, t) \cos(\pi z/H).$$

Чтобы учесть возможность перераспределения примеси между правым и левым каналами, поле $F(x, y, z, t)$ представим в виде разложения

$$F = F_1(x, y, t) + F_2(x, y, t) \cos(\pi z/H) + F_3(x, y, t) \cos(2\pi z/H).$$

Подставляя разложения T и F в исходные уравнения (7)–(10), получим после применения по вертикальной координате процедуры Галеркина–Канторовича амплитудные эволюционные уравнения для полей u , T_1 , T_2 , F_1 , F_2 , F_3 в поперечном сечении каналов (рис. 1, б). Краевая задача решалась методом конечных разностей для квадратной области в плоскости (x, y) . Алгоритм был разработан в соответствии с явной схемой решения уравнений в частных производных. При аппроксимации производных по времени и производных по координатам использовались, соответственно, односторонние и центральные разности. Рабочее количество узлов в сечении канала было равно 33×33 . В ходе расчетов использовался метод установления.

В начальный момент времени при заливке феррожидкости в каналы по причине тщательной предварительной гомогенизации среда однородна. Однако дальнейшее поведение фракций керосина и феррочастиц при возникновении конвекции существенно различно. Считается что, диффузия тяжелых феррочастиц в керосиновой матрице идет на порядки медленнее по сравнению с эффектом перераспределения компонентов керосина в результате термодиффузии. Ранее теоретически и экспериментально было отмечено, что в длинных связанных каналах тепловая конвекция бинарных жидкостей существенным образом зависит от термодиффузионных свойств смеси. Эксперименты с магнитными жидкостями показали, что период так называемых «перебросовых» колебаний

в конвективной петле значительно больше, чем в обычных бинарных жидкостях.

Для раствора Na_2SO_4 в воде или четыреххлористого углерода в декане период составляет от 10 до 30 мин [5]. В магнитных жидкостях период перебросовых колебаний исчисляется уже часами. В узком интервале при малых значениях надкритичности $\Delta\mu$ в бинарных растворах наблюдаются гармонические колебания с малым (порядка нескольких минут) периодом, в то время как для магнитных жидкостей при возникновении конвекции сразу отмечается установление перебросовых колебаний. Перебросовые колебания в магнитной жидкости имеют ярко выраженную П-образную форму (рис. 3). Оказалось, что эти особенности конвекции феррожидкости в подогреваемой снизу конвективной петле можно объяснить только при одновременном учете магнитных свойств среды и бинарности носителя.

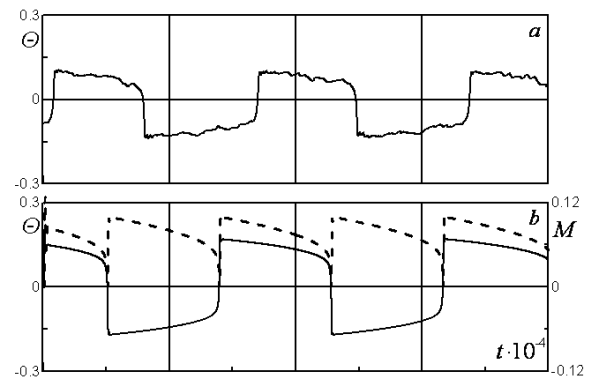


Рис. 3. Зависимость температуры по показаниям термопары (а) при $\Delta=5,9^\circ\text{C}$, $\Delta\mu=1,07$, МЖ 12 %; (б) расчетные значения температуры в центре канала и намагниченности (штриховая линия) на расстоянии $1/4$ у стенки канала в зависимости от времени

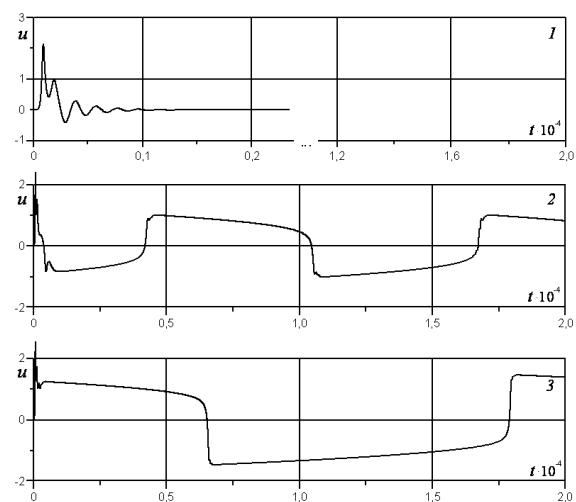


Рис. 4. Перебросовые колебания в зависимости от времени для набора параметров: $\Lambda=0,5$, $R_x=20$, $P_t=1,5$, $\varepsilon_{\square}=0,04$, $H=30,5$, $Pr=10$, $Sc=700$. Номера соответствуют числам Рэлея: 1) 28,0; 2) 29,0; 3) 29,5

Расчеты подтверждают, что при увеличении числа Рэлея период перебросовых колебаний сильно растёт (рис. 4). При малых значениях термодиффузионного параметра области с гармоническими колебаниями для феррожидкости обнаружить не удалось, что согласуется с экспериментом. Таким образом, первое предсказание теории относительно магнитных жидкостей, изготовленных на основе керосина – это малые по сравнению с выше упомянутыми бинарными смесями значения термодиффузионного параметра. Вторая характеристика, которая прямо или косвенно, скорее всего, доступна для экспериментальной проверки, – это намагниченность среды. В размерных единицах полученная в расчетах величина максимума намагниченности для оценочных значений параметров $\tau \sim 4 \cdot 10^{-6}$ с, $\eta_r \sim 1,5 \cdot 10^{-4}$ Н·с/м², $\chi \sim 3$ [3, 8] даёт напряжённость эффективного магнитного поля 3...8 А/м. Максимум намагниченности достигается примерно на расстоянии $1/4$ от стенки канала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Shliomis M.I., Smorodin B.L. Onset of convection in colloids stratified by gravity // *Phys. Rev. E.* – 2005. – V. 71. – P. 036312 (6).
2. Такетоми С., Тикалзуми С. Магнитные жидкости. – М.: Мир, 1993. – 272 с.
3. Розенцвейг Р. Феррогидродинамика. – М.: Мир, 1989. – 356 с.
4. Шлиомис М.И. Магнитные жидкости // *Успехи физических наук.* – 1974. – Т. 112. – Вып. 3. – С. 427–458.
5. Глухов А.Ф., Демин В.А., Путин Г.Ф. Конвекция бинарной смеси в связанных каналах при подогреве снизу // *Известия РАН. Механика жидкости и газа.* – 2007. – № 2. – С. 13–23.

Выводы

Магнитная жидкость на основе керосина в связанных каналах ведёт себя подобно молекулярным бинарным смесям с положительной термодиффузией. В чистом керосине без феррочастиц также наблюдаются перебросовые колебания. Период перебросов в магнитной жидкости значительно превышает таковой в молекулярных бинарных смесях, а форма колебаний – более прямоугольная. Предложенная теоретическая модель феррожидкости, как коллоидного магниточувствительного раствора со сложным носителем, позволяет объяснить результаты опытов. В рамках данного подхода потребовалось совместить две теоретические модели, описывающие движение разных сред: феррожидкостей, как жидких парамагнетиков, и бинарных молекулярных смесей. Неоднородно нагретый керосин, как сложная среда разделяется вследствие термодиффузии, а феррочастицы за счет внутреннего гиромagnetизма привносят свою специфику в поведение феррожидкости в виде увеличения периода перебросовых колебаний, а также других не менее существенных эффектов, фиксируемых экспериментально.

6. Глухов А.Ф., Путин Г.Ф. Конвекция магнитных жидкостей в связанных каналах при подогреве снизу // *Известия РАН. Механика жидкости и газа.* – 2010. – № 5. – С. 41–48.
7. Шлиомис М.И. Динамика жидких парамагнетиков. – Пермь: Изд-во Пермск. ун-та, 1983. – 68 с.
8. Гершуни Г.З., Жуховицкий Е.М. Конвективная устойчивость несжимаемой жидкости. – М.: Наука, 1972. – 392 с.

Поступила 07.10.2011 г.

УДК 621.314

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В НАГРЕВАТЕЛЬНОМ ЭЛЕМЕНТЕ ТРАНСФОРМАТОРНОГО ТИПА ДЛЯ СИСТЕМ ТЕПЛОСНАБЖЕНИЯ

А.В. Сериков, В.М. Кузьмин

Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет
E-mail: kem@knastu.ru

Предложена математическая модель для исследования электромагнитных процессов в нагревательном элементе трансформаторного типа. Реализована компьютерная модель в системе MATLAB. Приведены результаты гармонического анализа и определены коэффициенты несинусоидальности кривой напряжения при включении исследуемого устройства в сеть ограниченной мощности.

Ключевые слова:

Нагревательный элемент трансформаторного типа, компьютерная модель, переходные процессы, гармонический анализ, коэффициент искажения, высшие гармоники.

Key words:

Transformer type heating element, computer model, transient processes, harmonic analysis, distortion coefficient, higher harmonics.

Использование нагревательных элементов трансформаторного типа (НЭТ) позволяет качественно улучшить условия подготовки горячей воды в децентрализованных системах теплоснабжения, увеличить их долговечность и повысить надёжность. НЭТ представляют собой понижающий трансформатор, первичная обмотка которого подключается к сети, а вторичная — имеет один замкнутый коротко виток и является тепловыделяющим элементом [1]. Одной из конструкций нагревательного элемента является трёхфазный трансформатор с индуктором на основе плоской стержневой магнитной системы. Вторичная обмотка может выполняться в виде полых колец, по которым пропускается нагреваемая жидкость [2]. Кольца concentрически охватывают стержень с первичной обмоткой.

Источники теплоснабжения на основе НЭТ являются энергоёмкими нагрузками с нелинейными вольт-амперными характеристиками, которые потребляют из сети несинусоидальный ток, особенно в переходных режимах работы, например при включении. Токи высших гармоник, проходя по элементам сети, вызывают падения напряжения в сопротивлениях этих элементов, которые, накладываясь на основную синусоиду, приводят к искажению формы напряжения. При ограниченных мощностях питающей сети нелинейность тока нагрузки может привести к сильному искажению формы напряжения. Нелинейный характер нагрузки сильно проявляется и при повышенном напряжении, например во время минимума нагрузки (ночное время суток) в результате сильного насыщения магнитопровода НЭТ.

Наличие высших гармонических составляющих неблагоприятно сказывается на работе силового электрооборудования, систем релейной защиты, автоматики, телемеханики и связи. Возникающие при этом экономические ущербы обусловлены, главным образом, ухудшением энергетических показателей, снижением надёжности функционирования электросетей и сокращением срока службы электрооборудования. Так же высшие гармоники напряжения

влияют на изоляцию трансформатора и электрических кабелей [3]. Искажение формы напряжения заметно сказывается на возникновении и протекании ионизационных процессов в изоляции. При наличии газовых включений в изоляции возникает ионизация, сущность которой заключается в образовании объёмных зарядов с последующей нейтрализацией их. Нейтрализация зарядов связана с рассеянием энергии, следствием которого является электрическое, механическое и химическое воздействие на окружающий диэлектрик. В результате этого развиваются местные дефекты в изоляции, что приводит к снижению её электрической прочности, возрастанию диэлектрических потерь и, в конечном счёте, к сокращению срока службы.

Предварительные исследования показали, что наиболее целесообразно при использовании НЭТ с нелинейными характеристиками применять двухпозиционное регулирование мощности путём периодического включения и отключения трансформатора. В этом случае переходные процессы характеризуются большими бросками тока, зависящими от момента подачи напряжения на первичную обмотку.

Целью работы является создание компьютерной модели для исследования электромагнитных процессов в НЭТ, получение с помощью этой модели гармонического состава напряжения при включении такого устройства в сеть.

Для решения поставленной задачи в работе предложена и реализована математическая модель для расчёта переходных процессов в трёхфазном трансформаторе с короткозамкнутой вторичной обмоткой.

Уравнения напряжений для обмоток трансформатора принимают вид:

$$U_A = \frac{d\psi_A}{dt} + r_1 i_A, \quad U_B = \frac{d\psi_B}{dt} + r_1 i_B, \quad U_C = \frac{d\psi_C}{dt} + r_1 i_C,$$

$$U_a = \frac{d\psi_a}{dt} + r_2 i_a, \quad U_b = \frac{d\psi_b}{dt} + r_2 i_b, \quad U_c = \frac{d\psi_c}{dt} + r_2 i_c, \quad (1)$$

где $U_A, U_B, U_C, U_a, U_b, U_c$ – фазные напряжения питающей сети и вторичного контура; $\psi_A, \psi_B, \psi_C, \psi_a, \psi_b, \psi_c$ – потокосцепления первичной и вторичной обмоток; t – время; r_1, r_2 – активные сопротивления первичной и вторичной обмоток; $i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c$ – фазные токи первичной и вторичной обмоток.

Так как вторичная обмотка конструктивно короткозамкнутая, то

$$U_a = U_b = U_c = 0.$$

Потокасцепления можно выразить через соответствующие потоки

$$\begin{aligned} \psi_A &= \Phi_A W_1, \quad \psi_B = \Phi_B W_1, \quad \psi_C = \Phi_C W_1, \\ \psi_a &= \Phi_{1m} W_2, \quad \psi_b = \Phi_{2m} W_2, \quad \psi_c = \Phi_{3m} W_2, \end{aligned}$$

где Φ_A, Φ_B, Φ_C – магнитные потоки соответствующих стержней магнитопровода; $\Phi_{1m}, \Phi_{2m}, \Phi_{3m}$ – потоки взаимной магнитной связи; W_1, W_2 – число витков первичной и вторичной обмоток.

Потоки взаимной магнитной связи:

$$\Phi_{1m} = \Phi_A - \Phi_{1\sigma}, \quad \Phi_{2m} = \Phi_B - \Phi_{2\sigma}, \quad \Phi_{3m} = \Phi_C - \Phi_{3\sigma},$$

где $\Phi_{1\sigma}, \Phi_{2\sigma}, \Phi_{3\sigma}$ – магнитные потоки рассеяния.

При моделировании переходных процессов в трёхфазных стержневых трансформаторах магнитные потоки нулевой последовательности замыкаются по воздуху, поэтому индуктивность для токов нулевой последовательности значительно меньше индуктивности для токов прямой последовательности. В этом случае к уравнениям (1) необходимо добавить уравнения для магнитной цепи трансформатора, удовлетворяющие схеме замещения (рис. 1).

Уравнения для магнитной цепи имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} F_A &= R_{\mu 1} \Phi_A + R_{\sigma} (\Phi_A - \Phi_{1m}), \\ F_a &= -R_{\sigma} (\Phi_A - \Phi_{1m}) + R_0 \Phi_0, \\ F_B &= R_{\mu 2} \Phi_B + R_{\sigma} (\Phi_B - \Phi_{2m}), \\ F_b &= -R_{\sigma} (\Phi_B - \Phi_{2m}) + R_0 \Phi_0, \\ F_C &= R_{\mu 3} \Phi_C + R_{\sigma} (\Phi_C - \Phi_{3m}), \\ F_c &= -R_{\sigma} (\Phi_C - \Phi_{3m}) + R_0 \Phi_0, \\ \Phi_0 &= \Phi_{1m} + \Phi_{2m} + \Phi_{3m}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $F_A, F_B, F_C, F_a, F_b, F_c$ – намагничивающие силы соответствующих фаз первичной и вторичной обмоток; $R_{\mu 1}, R_{\mu 2}, R_{\mu 3}$ – магнитные сопротивления стержней фаз A, B, C , соответственно; Φ_0 – поток нулевой последовательности; R_{σ}, R_0 – магнитные сопротивления рассеяния и потоков нулевой последовательности, соответственно.

Токи, протекающие по обмоткам, выражаются через соответствующие магнитодвижущие силы

$$\begin{aligned} i_A &= \frac{F_A}{W_1}, \quad i_B = \frac{F_B}{W_1}, \quad i_C = \frac{F_C}{W_1}, \\ i_a &= \frac{F_a}{W_2}, \quad i_b = \frac{F_b}{W_2}, \quad i_c = \frac{F_c}{W_2}. \end{aligned} \quad (3)$$

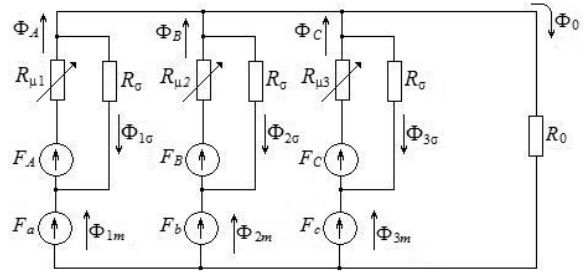


Рис. 1. Схема замещения магнитной цепи трансформатора

Магнитные сопротивления R_{σ} и R_0 определяются воздушными промежутками и считаются постоянными, не зависящими от величины потока

$$R_{\sigma} = \frac{l_{\sigma}}{\mu_0 \alpha_p \pi D_{cp}}, \quad R_0 = \frac{l_0}{\mu_0 S_{бок}},$$

где l_{σ} – высота окна магнитопровода; μ_0 – магнитная проницаемость среды; D_{cp} – средний диаметр обмоток; α_p – ширина приведённого канала рассеяния; l_0 – длина канала для потока нулевой последовательности; $S_{бок}$ – площадь боковой поверхности яра.

Магнитные сопротивления фаз $R_{\mu 1}, R_{\mu 2}$ и $R_{\mu 3}$ соответствуют сумме магнитных сопротивлений стержня, двух примыкающих воздушных зазоров и участков ярм. Для их определения рассчитано магнитное сопротивление R_{μ} от потока стержня Φ_c и построена зависимость $R_{\mu} = f(\Phi_c)$, которая при расчётах на ЭВМ учитывается в виде аппроксимирующей функции.

Исследования переходных процессов целесообразно проводить, используя метод визуального программирования. Наилучшим образом для этого подходит пакет моделирования динамических систем Simulink, который входит в состав программы MATLAB [4]. Для построения функциональной блок-схемы моделируемых устройств Simulink имеет обширную библиотеку блочных компонентов и удобный редактор блок-схем. Однако стандартные блоки трёхфазных трансформаторов из библиотеки SimPowerSystems построены на основе трёх однофазных, что приводит к невозможности учёта особенностей электромагнитных процессов протекающих в трёхстержневой магнитной цепи и короткозамкнутой вторичной обмотке.

В соответствии с описанной математической моделью составлена Simulink-модель (рис. 2) на основе блока Differential Equation Editor (DEE, редактор дифференциальных уравнений). В этот блок для решения занесена система дифференциальных уравнений (1) в явной форме Коши. На вход поданы сигналы от источника синусоидального напряжения, величины активных сопротивлений первичной и вторичной обмоток (блоки R_1 и R_2) и токи первичной и вторичной обмоток от блоков $i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c$, в которых производятся вычисления по формулам (3) и (2). На выходе блока DEE сформированы сигналы соответствующие потокам $\Phi_A, \Phi_B, \Phi_C, \Phi_{1m}, \Phi_{2m}, \Phi_{3m}$. Нели-

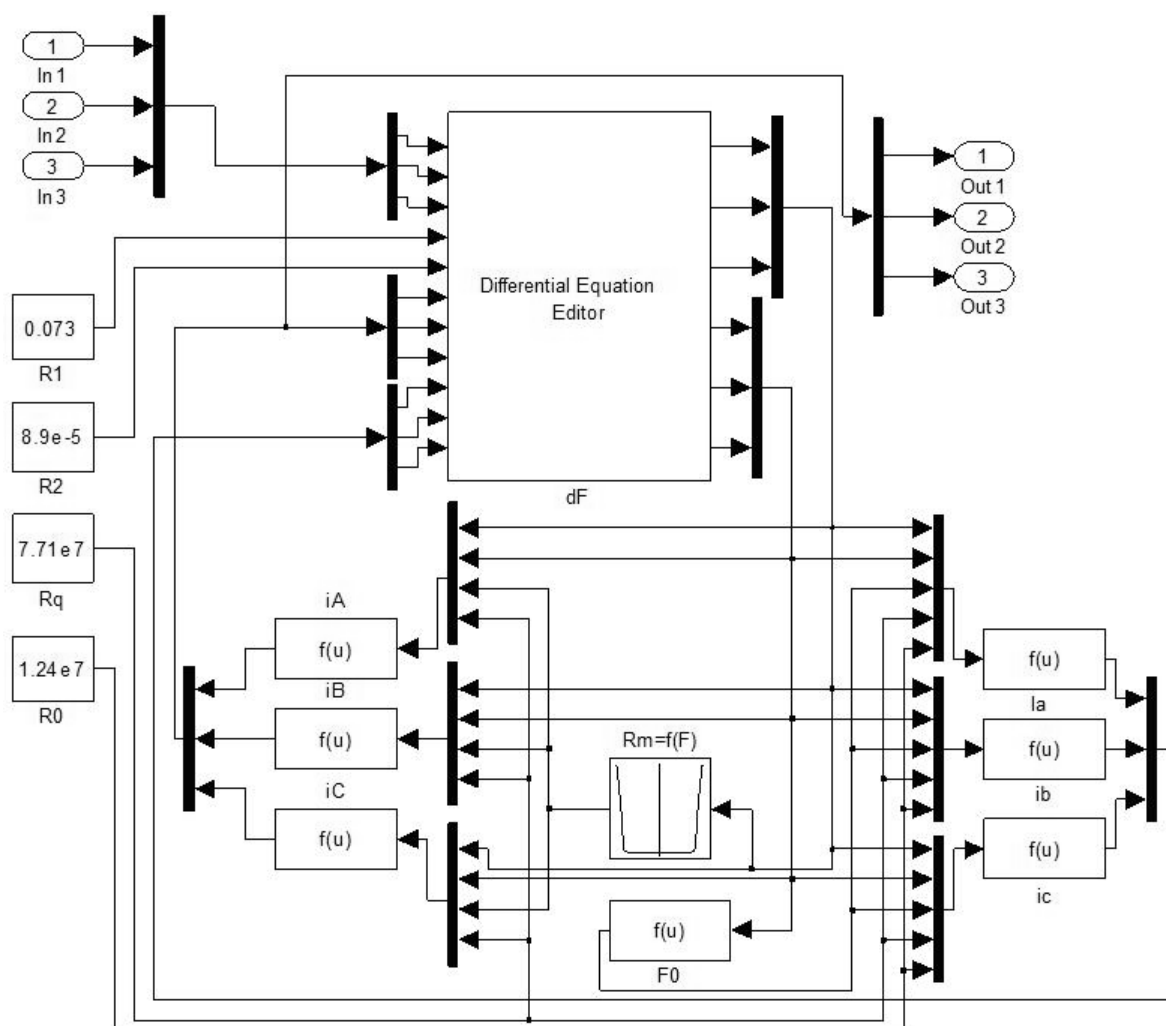


Рис. 2. Компьютерная Simulink-модель (подсистема) трансформатора

нейность магнитной цепи (магнитных сопротивлений стержней) учитывается с помощью блока одномерной таблицы $R_m=f(F)$ (рис. 2). С помощью этого блока значение магнитного сопротивления стержня i -й фазы R_{mi} определяется величиной потока соответствующего стержня.

Для связи Simulink-модели с другими силовыми блоками из библиотеки SimPowerSystems разработана подсистема НЭТ в виде электротехнического блока пользователя. На этот блок можно подавать сигналы, эквивалентные напряжению на зажимах фаз трансформатора и снимать сигналы, эквивалентные фазным токам первичной обмотки.

Для исследования влияния нелинейной нагрузки, которой является нагревательный элемент трансформаторного типа, на электрическую сеть общего назначения создана компьютерная модель (рис. 3). Модель состоит из электротехнического блока пользователя НЭТ, трёхфазного источника напряжения, силового трансформатора и выключателя переменного тока (коммутатора). Для снятия показаний в виде осциллограмм к выходным портам блока НЭТ подключены по схеме «звезда» измерители фазных токов первичной обмотки исследуемого трансформатора,

сигналы с которых направлены на осциллограф I . Для измерения, подаваемого на обмотки НЭТ, линейного напряжения используются измерители напряжения. Мультиметр считывает для дальнейшей визуализации три сигнала, соответствующие фазным напряжениям вторичной обмотки силового трансформатора. Сигналы, соответствующие фазным и линейным напряжениям, подаваемым на НЭТ, отображаются на осциллографе U . Блок T позволяет задавать нужное время включения НЭТ.

При моделировании в качестве силового использовался масляный трансформатор типа ТМ 100 6/0,4 Y/Y_n-0 мощностью 100 кВА. В качестве исследуемого нагревательного элемента использовались блоки НЭТ с параметрами, соответствующими мощностям от 10 до 100 кВт.

Используя разработанную модель, проведены различные исследования трёхфазных НЭТ. В частности, было исследовано влияние начальной фазы φ_0 питающего напряжения, которая в реальных условиях работы является величиной случайной, на броски тока в первичной обмотке устройства. Данные исследуемого НЭТ мощностью 40 кВт приведены в табл. 1.

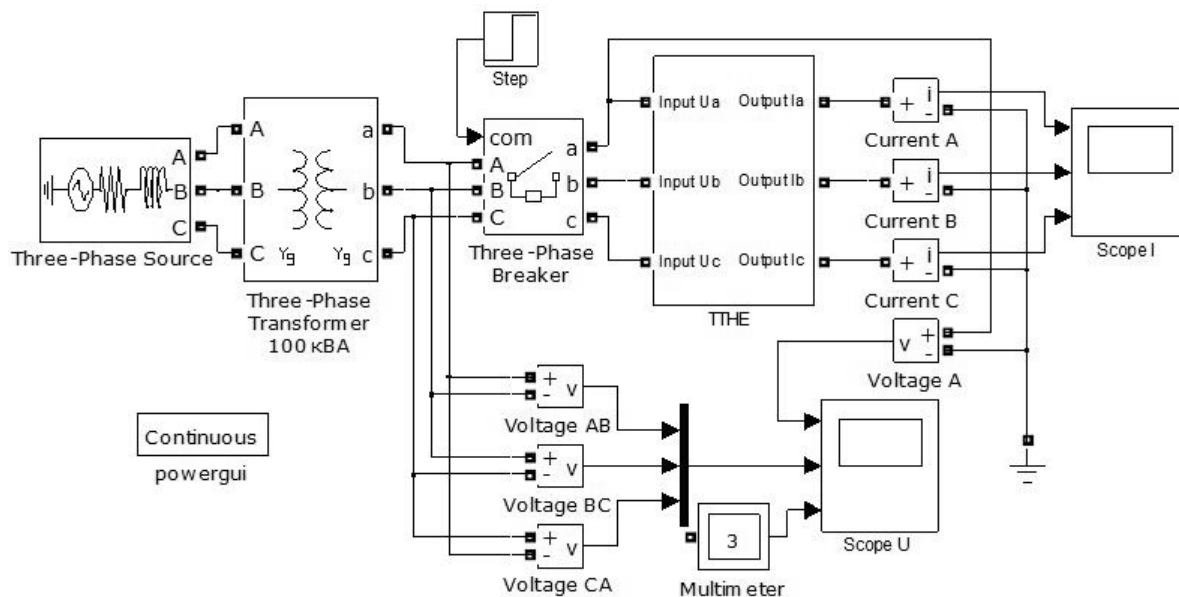


Рис. 3. Компьютерная модель для исследования влияния НЭТ на электрическую сеть

Таблица 1. Исходные данные моделируемого трансформатора

Величина, единица измерения	Значение
Мощность P , кВт	40
Линейное (фазное) напряжение питающей сети U , В	380 (220)
Число витков в первичной обмотке W_1	200
Активное сопротивление фазы первичной обмотки r_1 , Ом	0,073
Активное сопротивление фазы вторичной обмотки r_2 , Ом	$8,9 \cdot 10^{-5}$
Магнитное сопротивление рассеяния R_s , А/Вб	$7,71 \cdot 10^7$
Магнитное сопротивление потоков нулевой последовательности R_0 , А/Вб	$1,24 \cdot 10^7$

На рис. 4 видно, что нелинейность кривой намагничивания исследуемого НЭТ приводит к искажению потребляемого из сети тока, особенно в первый момент времени после включения. Форма тока в большей степени зависит от момента включения. В первый интервал времени после подачи напряжения на первичную обмотку вид токов значительно отличается от синусоидального. В дальнейшем, по мере завершения переходного процесса, форма токов улучшается. Наихудшим вариантом включения является момент времени при $\varphi_0=0$. В фазе A наблюдаются большие броски тока, превышающие номинальный в 2 раза. При этом наблюдается искажение формы фазного напряжения (рис. 4, *a*). Наиболее благоприятным является включение трёхфазного НЭТ в сеть при $\varphi_0=\pi/2$ и при $\varphi_0=\pi/6$. В последнем случае бросок тока фазы A превышает номинальный на 25 % (рис. 4, *б*).

В работе проведены исследования влияния нелинейной нагрузки, которой является НЭТ, на показатели качества электроэнергии сети ограниченной мощности и соответствие этих показателей нормам качества [5]. Одним из показателей, зависящим от нелинейного характера нагрузки, является

несинусоидальность напряжения. Эта норма характеризуется коэффициентом искажения синусоидальности кривой напряжения и коэффициентом v -й гармонической составляющей напряжения. Анализ гармонического состава кривых токов и напряжений проведён с помощью встроенного в пакет MatLab инструмента Powergui FFT Analysis Tool (быстрое преобразование Фурье).

В работе выполнено моделирование включения НЭТ мощностью 40 кВт для углов начальной фазы φ_0 в диапазоне от 0 до $\pi/6$, так как в этом интервале изменения φ_0 наблюдается наибольшее искажение формы тока фазы A . Коэффициенты искажения формы потребляемого тока k_I показаны на рис. 5, *a*. Несинусоидальные токи приводят к появлению высших гармоник и искажению формы напряжений (как фазных, так и в меньшей степени линейных) на шинах вторичной обмотки силового трансформатора. Коэффициенты искажения синусоидальности кривых напряжений показаны на рис. 5, *б*. Из графика видно, что при любом значении φ_0 коэффициенты искажений для фазных (k_{Ua} , k_{Ub} и k_{Uc}) и линейных (k_{Uab} , k_{Ubc} и k_{Uca}) напряжений входят в допустимый нормативным документом [5] предел (предельно допустимое значение для $k_v=12\%$). Так же получены коэффициенты v -й гармонической составляющей напряжения фазы A для $v=2, 3, 4-10$, табл. 2. Другие гармоники не учитывались ввиду их малого влияния на форму напряжений при рассматриваемых углах φ_0 . Из табл. 2 видно, что в исследованном спектре гармонических составляющих напряжения фазы A только коэффициент 4-й гармоники при $\varphi_0=0$ и $\varphi_0=\pi/18$ незначительно превышает предельно допустимые значения. Причём с увеличением угла φ_0 эти гармонические составляющие приходят в норму. Остальные гармоники из выделенного спектра находятся в допустимых пределах.

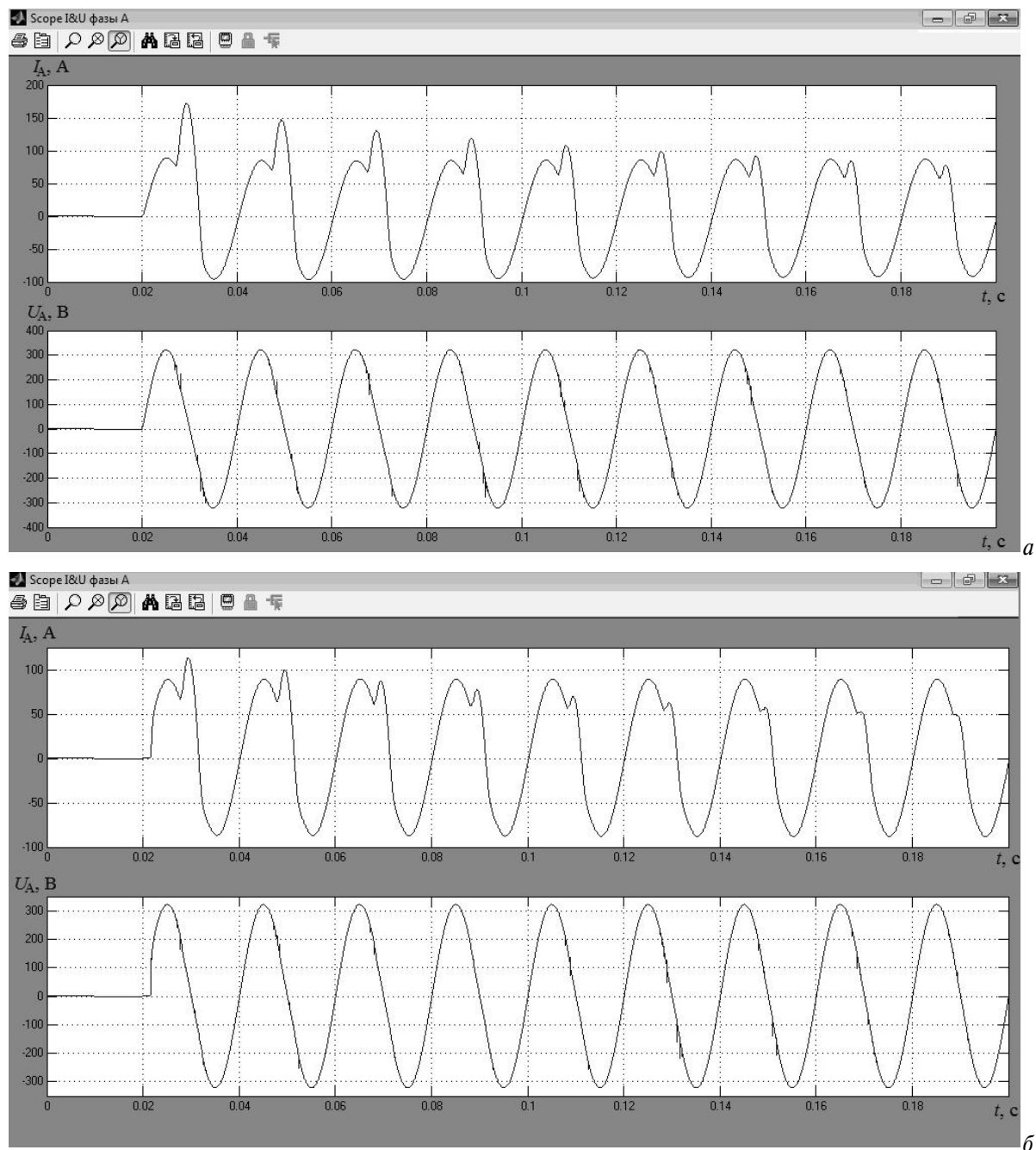


Рис. 4. Результаты моделирования процесса включения НЭТ 40 кВт на сеть ограниченной мощности 100 кВА. Момент включения: а) $\varphi_0=0$; б) $\varphi_0=\pi/6$

Таблица 2. Результаты гармонического анализа

Номер гармоники, ν	Коэффициент ν -й гармонической составляющей напряжения фазы А, %				Предельно допустимое значение [5], %
	$\varphi_0=0$	$\varphi_0=\pi/18$	$\varphi_0=\pi/9$	$\varphi_0=\pi/6$	
2	1,90	1,73	1,42	0,98	3,00
3	2,69	1,87	1,58	1,18	3,75
4	1,55	1,51	1,39	1,19	1,50
5	0,70	0,85	0,94	0,99	9,00
6	0,44	0,18	0,39	0,61	0,75
7	0,70	0,28	0,08	0,24	7,50
8	0,68	0,46	0,33	0,04	0,75
9	0,15	0,39	0,38	0,19	1,13
10	0,17	0,19	0,29	0,26	0,75

Так же в работе исследовано влияние высших гармонических составляющих на кривые фазных и линейных напряжений для НЭТ различных мощностей. На рис. 6 приведены графики зависимостей коэффициентов несинусоидальности напряжения фазы А от мощности НЭТ для наиболее значимых (с точки зрения превышения предельно допустимых норм) 2-й, 3-й, 4-й и 8-й гармонических составляющих. На графиках показаны зависимости при включении НЭТ к электрическим сетям разных мощностей в момент $\varphi_0=0$. Анализ результатов показывает, что общий коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения

не превышает предельно допустимого значения. Следует отметить, что наблюдается некоторое превышение предельно допустимых значений по ряду гармонических составляющих из рассматриваемого спектра (предельно допустимые значения на рис. 6 показаны пунктирными линиями). Эти превышения наблюдаются довольно короткое время в момент подключения. После завершения переходного процесса рассматриваемы высшие гармонические приходят в норму.

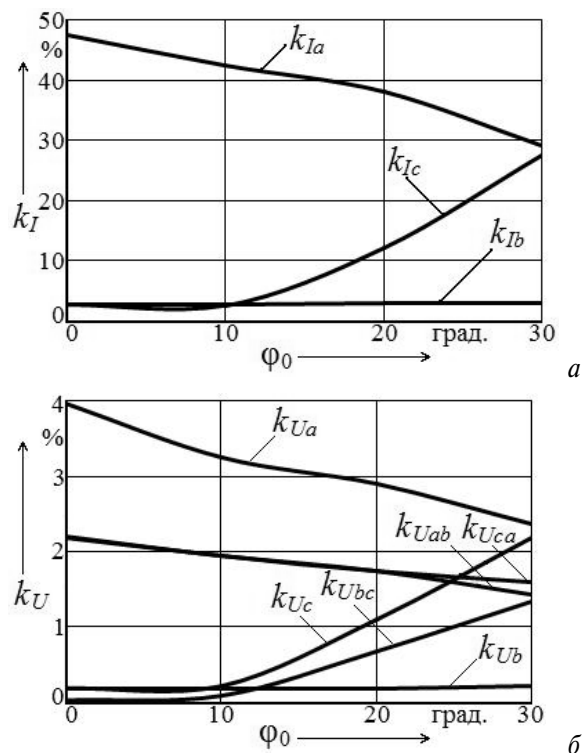


Рис. 5. Зависимости коэффициентов искажения формы тока в нагрузке (а) и напряжения (б) от угла начальной фазы

По результатам исследований можно сделать вывод, что для минимизации негативного влияния на питающую электрическую сеть и на других потребителей следует по возможности ограничивать мощность НЭТ в пределах 40 % от мощности сети. Для более мощных устройств целесообразны меры по снижению влияния нелинейной нагрузки, такие как изменение момента включения. Это особенно актуально при использовании двухпозиционного регулирования мощности НЭТ, так как усиливается влияние коммутационных процессов. Реализация этой рекомендации возможна с использованием трёхфазных бесконтактных переключателей устройств (полупроводникового коммутатора), включённых в цепь первичной обмотки НЭТ. В каждой фазе такого коммутатора используются симметричные тиристоры (симисторы), пара тиристоров, включённых встречно-параллельно.

Система управления тиристорами формирует управляющие импульсы и подаёт их в необходимый момент времени на управляющие электроды вентиля.

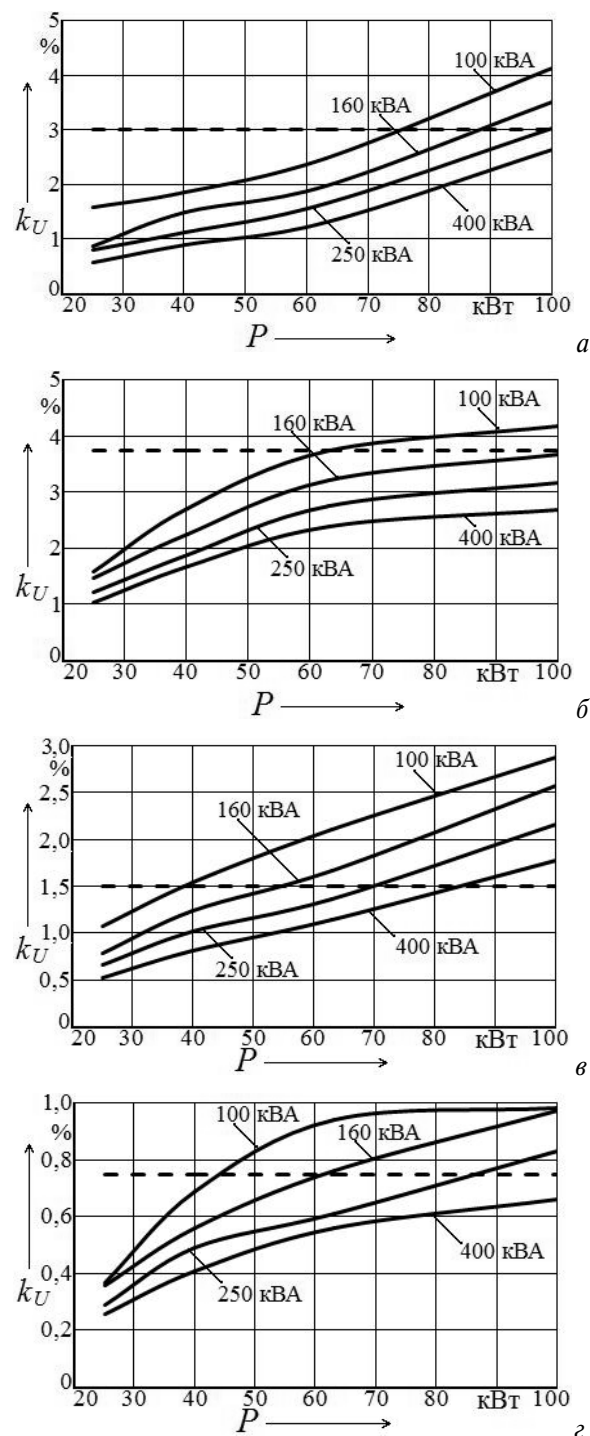


Рис. 6. Зависимости коэффициентов несинусоидальности кривой напряжения k_{Uv} v-й гармонической составляющей от мощности P НЭТ для: а) $v=2$; б) $v=3$; в) $v=4$; г) $v=8$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кузьмин В.М. Электронагревательные устройства трансформаторного типа. – Владивосток: Дальнаука, 2001. – 144 с.
2. Сериков А.В., Кузьмин В.М. Рекомендации для расчёта трансформатора с короткозамкнутой кольцевой вторичной обмоткой // Известия Томского политехнического университета. – 2011. – Т. 319. – № 4. – С. 79–84.
3. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 160 с., ил.
4. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 288 с.: ил.
5. ГОСТ 13109–97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – Взамен ГОСТ 13109-87; Введ. 01.01.99 г. – М.: Изд-во стандартов, 1999. – 32 с.; Переиздание. Август 2006 г. – М.: Стандартинформ, 2006. – 32 с.

Поступила 20.01.2012 г.

УДК 621.3:536.7:678

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЕ КОМПОЗИЦИОННЫЕ ЭЛЕКТРОБОГРЕВАТЕЛИ АНТИОБЛЕДЕНИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

М.В. Халин, Е.И. Востриков

Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова, г. Барнаул

E-mail: temf@yandex.ru

Выполнен анализ существующих кабельных антиобледенительных систем, выявлены их достоинства и недостатки. Поставлены задачи исследований для широкого применения пластинчатых и объемных многоэлектродных композиционных электрообогревателей на основе бутилкаучука в антиобледенительных системах. Проведен комплекс электрофизических испытаний, который определил условия технологического регламента изготовления электрообогревателей с эффектами самостабилизации и саморегулирования. Доказана возможность длительной эксплуатации электрообогревателей во влажной и агрессивной среде и целесообразность их использования в антиобледенительных системах.

Ключевые слова:

Антиобледенительная система, многоэлектродный композиционный электрообогреватель, самостабилизация, саморегулирование, влажная и агрессивная среды.

Key words:

Anti-ice system, multi-electrode composite electric heater, self-stabilization, self-regulation, damp and aggressive environments.

Введение

Антиобледенительные системы зданий и сооружений, появившиеся сравнительно недавно, доказали свою эффективность и во всем мире используются в строительном производстве. Использование таких систем позволяет исключить образование наледи в водосточных трубах, желобах, воронках и других местах ее наиболее вероятного появления. Образование наледи приводит к уменьшению (вплоть до полного прекращения) оттока воды через водосточные желоба и трубы, что представляет серьезную опасность для жизни и здоровья людей и может привести к значительному материальному ущербу.

Основным элементом антиобледенительной системы являются нагревательные секции, назначение которых преобразовывать протекающий по ним ток в тепловую энергию. Поэтому мощность на единицу длины (удельное тепловыделение), а также площадь нагревательного элемента – их важнейшие электро-, теплофизические параметры.

Современные антиобледенительные системы базируются на четырех типах кабелей: резистивных, бронированных, зональных и саморегулируе-

мых, которые на российском рынке представлены следующими фирмами производителями «СПЕЦИАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ» или ССТ (Россия), THERMO, KIMA Heating Cable (Швеция), CEILHIT (Испания), ENSTO, TASH (Финляндия), NEXANS Norway, AS ALCATEL (Норвегия/ Франция), DEVI (Дания) [1].

Анализ кабельных систем обогрева (табл. 1), выявил следующие недостатки:

- одинаковая теплоотдача кабеля по всей длине, что приводит к тому, что на одних участках кабель перегревается, а на других выделяемого им тепла может быть недостаточно для обеспечения удовлетворительного функционирования системы;
- малая площадь теплоотдачи кабеля, что требует использования значительной мощности для успешной работы системы;
- потеря работоспособности кабеля на всей длине секции при выходе из строя нагревательной жилы или повреждении изоляции.

Наиболее эффективными являются саморегулируемые кабели, которые в отличие от резистивных автоматически меняют мощность по длине секции в зависимости от фактических потерь те-

пла: при повышении температуры их тепловыделение падает, что создает эффект саморегулирования. Однако значительная стоимость саморегулируемых кабелей ограничивает их широкое применение.

Таблица 1. Технические характеристики кабельных систем обогрева

Тип кабеля	Объект подогрева	Диапазон мощностей, Вт/м	Длина секции	Применимость на кровлях
Резистивные	Полы	5...30	Фиксированная 10...200 м	Ограниченная
Бронированные	Открытые площадки, водостоки	20...45	Фиксированная с возможностью прирезки по месту 1...2 м	Подогрев длинных водостоков, капельников, бетонных лотков
Зональные	Трубопроводы	15...70	Любая, до 150 м резка по месту	Подогрев длинных водостоков
Саморегулируемые	Трубопроводы, лотки, водостоки	8...90	Любая, до 150 м резка по месту	Полная

Постановка задач

В связи с необходимостью совершенствования функционирования антиобледенительных систем определены следующие задачи исследований:

- разработка конструкций на основе энергоэффективного поверхностно-распределенного способа обогрева с использованием пластинчатых и объемных многоэлектродных композиционных электрообогревателей (МКЭ) и обоснование их технико-экономической целесообразности;
- выполнение комплексных экспериментальных исследований электро-, теплофизических характеристик композиционных электрообогревателей с целью определения необходимых параметров композиции и конструкции электрообогревателя;
- разработка устройств антиобледенительных систем водостоков кровли и подходов к зданиям на базе композиционных электрообогревателей с учетом предъявляемых к ним специальных требований: высокой прочности электрической изоляции; небольших токов утечки; достаточной теплоотдачи; стойкости к воздействию влаги, солнечной радиации; работе в широком диапазоне температур; низким энергопотреблением и т. д.

Результаты и их обсуждение

Предлагается система обогрева на базе многоэлектродных композиционных электрообогревателей [2, 3], рис. 1. Электроизоляционный слой – 3 представляет собой композицию на основе бу-

тилкачука с выраженными электроизоляционными свойствами и улучшенными физико-механическими показателями, электропроводный слой – 4 изготовлен на основе бутилкачука с техническим углеродом марок N-330, N-220. Электроды – 2 и токоподводы – 1 выполнены из медного гибкого провода сечением 1,5 мм².

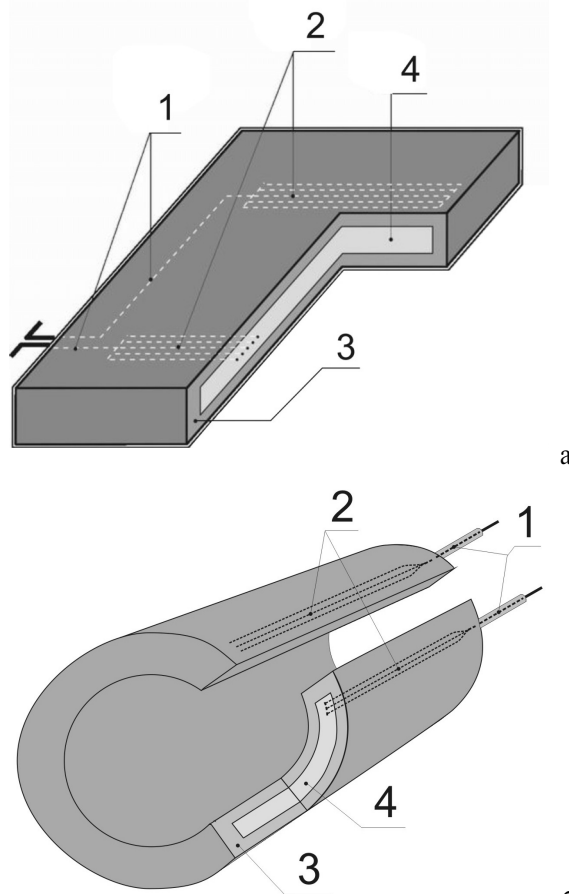


Рис. 1. Схематическое изображение МКЭ: а) пластинчатого; б) объемного

Проведенные исследования [4, 5] различных резиновых смесей доказали, что изделия из бутилкачука обладают рядом отличительных свойств, достаточных и необходимых для создания электрообогревателей, работающих в антиобледенительных системах. Резины на основе бутилкачука обладают высоким сопротивлением тепловому старению, устойчивы к действию азота, влаги, кислот и щелочей, а так же имеют высокие электроизоляционные свойства в широком диапазоне температур [6].

Для изоляционного слоя МКЭ получены зависимости удельного объемного сопротивления ρ_v , тангенса угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$ и электрической прочности $U_{пр}$ от времени воздействия влаги (полное погружение изделия в воду) при нормальных температурных условиях (20 ± 5 °С), рис. 2. Исследования проведены по ГОСТ [7] с использованием измерителя ёмкости и $\text{tg}\delta$ Е8-4 и установки высокого напряжения ПУС-4.

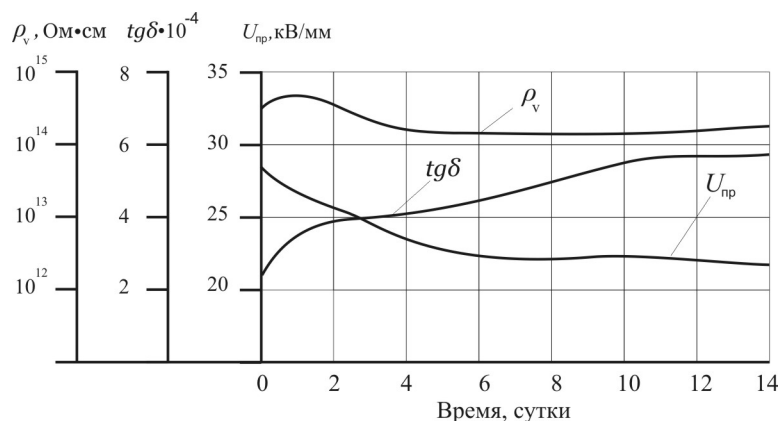


Рис. 2. Зависимость ρ_v , $tg\delta$ и $U_{пр}$ от времени воздействия влаги

Для определения показателей физико-механической прочности (ФМП), характеризующих старение резин в агрессивной среде, а, значит, и условий эксплуатации изоляционного слоя МКЭ, проведены исследования в ЦЗЛ ОАО «Барнаульская шинная компания» в соответствии с действующими методиками по ГОСТ [8, 9].

В табл. 2 приведены показатели ФМП, соответствующие производственным нормам по ГОСТ, и полученные усредненные значения для четырёх образцов резиновых смесей, используемых для изоляционного слоя МКЭ (ПРИ-1-11).

Анализ данных табл. 2 позволяет сделать вывод о пригодности резиновой смеси ПРИ в качестве изоляционного слоя для производства электрообогревателей МКЭ.

Таблица 2. Показатели ФМП резиновых смесей

Тип смеси	Показатели ФМП			
	Условная прочность при растяжении f_p , МПа	Относительное удлинение ϵ_p , %	Пластичность P , у.е.	Относительное остаточное удлинение Θ , %
По ГОСТ [8, 9]	8,0 не менее	500 не менее	0,30 не менее	30 не более
ПРИ-1-11	12,9	530	0,39	16

Методика испытаний МКЭ на стойкость к агрессивным средам определяется по ГОСТ [10]. Сущность метода заключается в том, что образцы в ненапряженном состоянии подвергаются воздействию сред при заданной температуре и продолжительности и определяют их стойкость к указанному воздействию по изменению массы, объема или размеров.

В качестве агрессивной среды в исследованиях использованы: 5 % раствор аммиака; 10 и 20 % растворы серной кислоты; 10 и 20 % растворы гидроксида натрия; вода. Время набухания в агрессивной среде – 24 ч.

Показатели ФМП после воздействия агрессивной среды приведены в табл. 3, где ΔP – изменение пластичности образца.

Таблица 3. Показатели ФМП образцов резиновой смеси ПРИ-1-11 после воздействия агрессивной среды

Вид среды	f_p , МПа	ϵ_p , %	Θ , %	ΔP , %
NH ₄ OH, 5 %	11,1	530	21	3,85
H ₂ SO ₄ , 10 %	11,5	570	22	1,30
H ₂ SO ₄ , 20 %	11,5	550	19	2,60
NaOH, 10 %	10,4	550	20	2,52
NaOH, 20 %	8,4	560	23	7,41
H ₂ O	12,3	540	16	0,51

Анализ данных табл. 3 показывает, что резиновая смесь ПРИ-1-11 в нормальных условиях соответствующая требованиям, предъявляемым к данному типу резин, после воздействия агрессивной среды незначительно теряет прочность и имеет небольшой процент набухания.

С учетом специфики эксплуатации и функционирования антиобледенительных систем из всего многообразия разработанных конструкций МКЭ в качестве базовых выбраны два типа: пластинчатые, размером 200×135×10 мм, и объемные цилиндрического типа, размерами: внутренний Ø24 и внешний Ø44×200 мм [11]. Первый тип может эксплуатироваться на карнизах, яндовых, воронках и коробах, второй – в водосточных трубах.

Для энергоэффективного использования электрообогревателей МКЭ необходимо определить состав электропроводящей композиции, обеспечивающей эффекты саморегулирования и самостабилизации мощности в зависимости от окружающей температуры и условий эксплуатации.

Для исследования зависимости ρ_v электропроводного слоя от изменения температуры были выбраны две партии в каждой по пять МКЭ из высоконаполненных (41...52,5 м.ч. технического углерода (ТУ) и слабонаполненных (30...35 м.ч. ТУ) бутилкаучуков. Измерения проводились при температуре окружающей среды 18...20 °С, образец располагали на деревянном основании, на электрообогреватель подавалось напряжение 220 В частотой 50 Гц, через каждые пять минут в течение первого часа и через каждые десять в течение второго измерялись напряжение, ток МКЭ и температура

на его поверхности. Измерения проводились в течение 2 ч. Результаты исследований представлены на рис. 3.

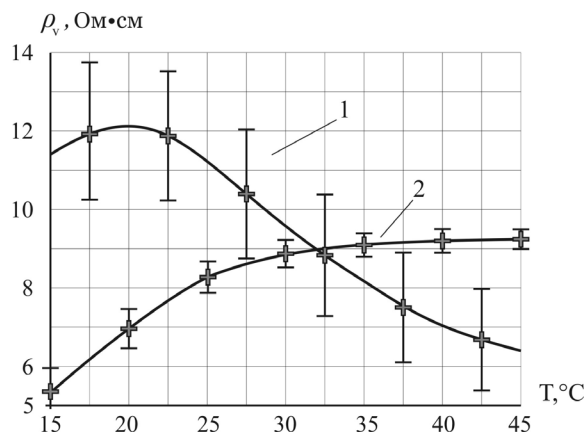


Рис. 3. Усредненные зависимости ρ_v электропроводного слоя образцов МКЭ от температуры: 1) первой партии; 2) второй партии

Для приведенных зависимостей характерно, что в первое время идет увеличение удельного сопротивления, затем оно стабилизируется или незначительно меняется для первой партии образцов, что характеризуется положительным температурным коэффициентом. Установлено, что характер зависимости $\rho_v = f(T)$ аналогичен для образцов всей партии, среднее отклонение составило $\pm 7\%$ от измеряемой величины. Полученные характеристики подтверждают возможность работы МКЭ в режиме самостабилизации температуры на поверхности.

У второй партии образцов после достижения определенной температуры наблюдается снижение удельных сопротивлений (рис. 4), что характеризуется отрицательным температурным коэффициентом. Анализ приведенных зависимостей свидетельствует о преобладании связей полимер – проводящий наполнитель в резистивной фазе КМ, что характерно для полупроводниковых материалов и делает возможным работу МКЭ в режиме саморегулирования. В данном случае рецептура композиции в отличие от высоконаполненных полимеров содержит: 30...35 м.ч. ТУ, уменьшенное количество жирных органических кислот, например, стеариновой (до 2,5 м.ч.). Вследствие этого при технологии изготовления следует увеличить время смешения до 9 мин., температуру вулканизации снизить до 165 °C при давлении 11 МПа, время вулканизации – 30 мин., температуру выгрузки смеси довести до 80 °C. Таким образом, направленным изменением состава и соотношения ингредиентов композиции и регулированием технологического регламента изготовления можно получить МКЭ, обеспечивающие работу в режиме саморегулирования. При работе в этом режиме в отдельных случаях необходимо устанавливать терморегулирующие устройства.

По результатам электрофизических исследований установлены основные принципы реализации технологий поверхностно-распределенного элект-

трообогрева как со самостабилизацией температуры на поверхности композиционного электрообогревателя, так и с эффектом саморегулирования, включающие определение интервала температур, конструктивных параметров, рецептуры композиции проводящей фазы полимерного материала, технологических параметров изготовления.

Электрофизические характеристики исследовались на электрообогревателях – образцах: пластинчатых, размером 200×135×10 мм, и объемных, размером 200×Ø24×10 мм. Результаты теплофизических исследований для объемного МКЭ приведены на рис. 4.

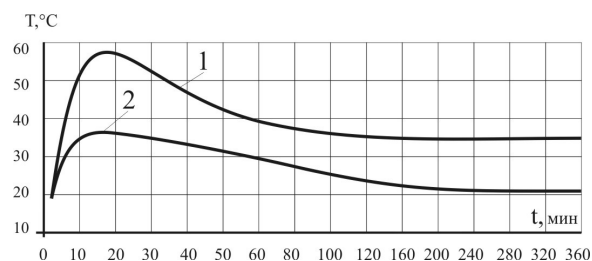


Рис. 4. Зависимость температуры на поверхности объемного МКЭ от времени при выходе на рабочий режим: 1) внутри; 2) снаружи

Разработанная антиобледенительная система, рис. 5, обеспечивает надежную работу и исключает вышеперечисленные недостатки кабельных систем [2, 11].

На ремне – 1 с помощью заклепочного соединения – 2 закреплены электрообогреватели – 3, расположенные с интервалом друг от друга (рис. 5, а). Вдоль ремня – 1 проложены электрические провода – 4, к которым параллельно подключены электрообогреватели – 3 посредством токоподводов – 5. Для обеспечения электробезопасности используется заземляющий кабель – 6, который крепится с помощью заклепок между ремнем – 1 и электрообогревателями – 3. Собранный ремень с электрообогревателями крепится на входе пристенного водостока – 7 с помощью штанги – 8 и кронштейнов – 9.

На рис. 5, б, представлена схема подключения объемных электрообогревателей – 3, расположенных в пристенном водостоке – 10, соединенном с карнизом – 11. На тросе – 12 с помощью металлического зажима – 13 закреплены электрообогреватели – 3, расположенные с интервалом друг от друга. Вдоль заземленного стального троса – 12 проложены и соединены посредством хомутов – 14 электрические провода – 4, к которым параллельно подключены электрообогреватели – 3 через токоподводы – 5. Собранный трос с электрообогревателями крепится на входе водостока – 10 к стене с помощью болтового соединения – 15.

Опытная эксплуатация электрообогревателей МКЭ на двух объектах г. Барнаула в течение трех лет показала надежность и эффективность разработанной конструкции и позволила уменьшить затраты на электроэнергию по сравнению с кабельными системами обогрева в два раза [11].

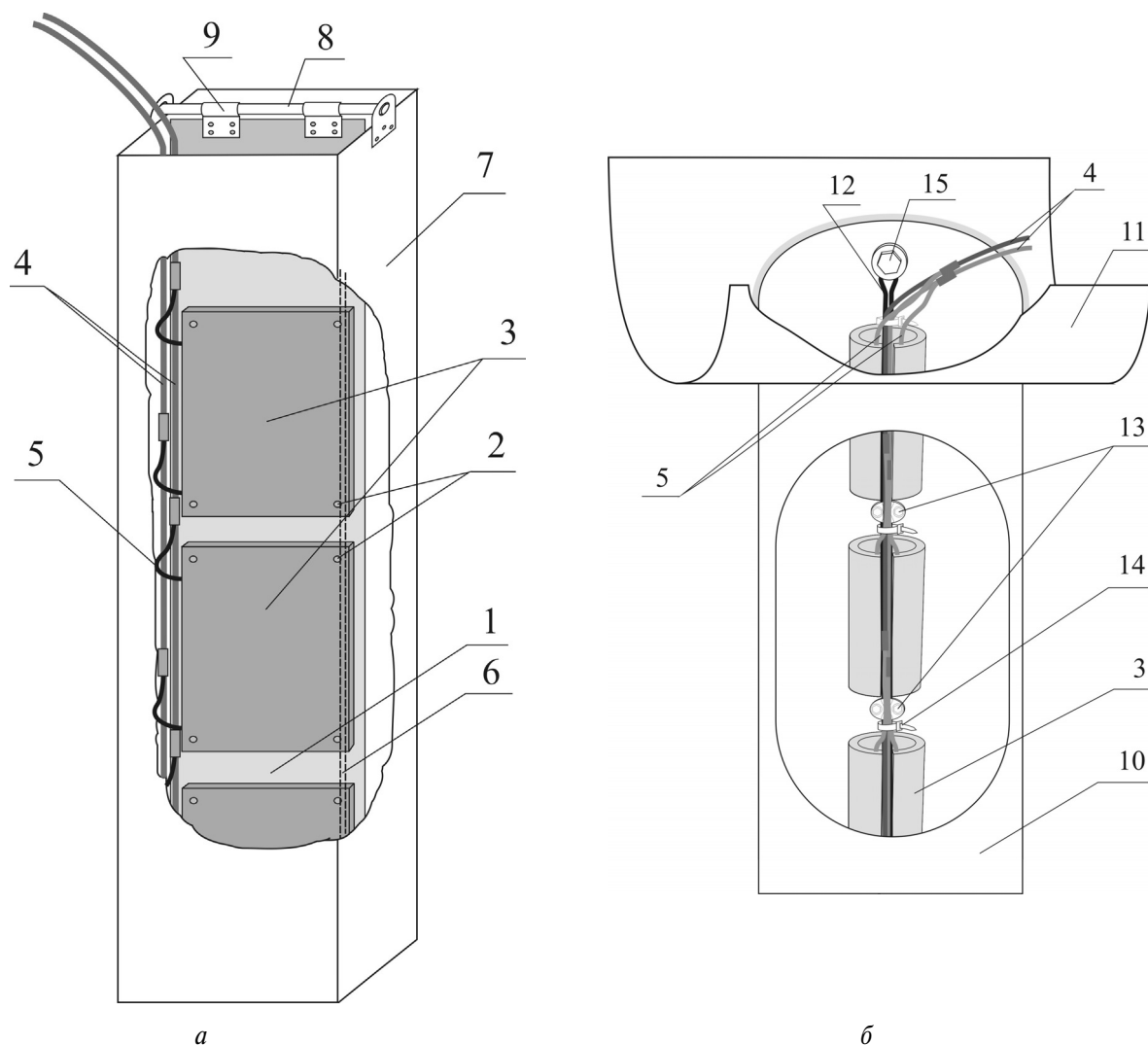


Рис. 5. Расположение МКЭ: а) пластинчатых на монтажном ремне; б) объемных на стальном тротуаре

Выводы

1. Разработана антиобледенительная система на основе поверхностно-распределенных пластинчатых и объемных многоэлектродных композиционных электрообогревателей, преимуществами которой состоят в следующем:
 - выход из строя нескольких электрообогревателей существенно не влияет на работу всей нагревательной секции, если неработающие нагреватели не сосредоточены на небольшом участке длины;
 - значительная площадь поверхности обогрева;
 - регулирование распределения мощности по длине секции: в местах наибольшего скопления льда (например, на входах и выходах водостоков) устанавливаются электрообогреватели большей мощности.

2. Многоэлектродные композиционные электрообогреватели обеспечивают:
 - равномерность распределения и необходимые параметры температурного поля на поверхности электрообогревателя;
 - условия электро-, пожаробезопасности, надежности, влаго- и химической стойкости в агрессивной среде, экологической чистоты;
 - теплостойкость, высокие диэлектрические показатели, теплоаккумулирующие свойства, значительную наработку на отказ;
 - надежность системы управления мощностью электрообогрева и выполнение условий саморегулирования и самостабилизации температуры;
 - энергоэффективность и экономическую целесообразность применяемых технических средств электрообогрева.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Антиобледенительные системы // Строительный сезон. – 2001. – № 5. – С. 28–33.
2. Способ удаления льда с водостоков крыш зданий и сооружений: пат. 2209906 Рос. Федерация. № 2002118385/03; заявл. 08.07.02; опубл. 10.08.03, Бюл. № 22. – 5 с.
3. ТУ 3468-007-02067824-2003. Многоэлектродные композиционные электрообогреватели (МКЭ). № Гос. рег. 004026 / Разработчик М.В. Халин. – Барнаул, 2003. – 24 с.
4. Евстигнеев В.В., Пугачев Г.А., Халина Т.М., Халин М.В. Расчет и проектирование низкотемпературных композиционных электрообогревателей. – Новосибирск: Наука, 2001. – 168 с.
5. Халин М.В. Теория и разработка низкотемпературных электрообогревателей: дис.... д-ра техн. наук. – Барнаул, 1998. – 330 с.
6. Справочник резинщика / ред. кол. П.И. Захарченко, Ф.И. Яшунская, В.Ф. Евстратов, П.Н. Орловский. – М.: Химия, 1971. – 608 с.
7. ГОСТ 20214-74. Пластмассы электропроводящие. Метод определения удельного объемного электрического сопротивления при постоянном напряжении.
8. ГОСТ 270-75. Резина. Метод определения упругопрочностных свойств при растяжении.
9. ГОСТ 415-75. Каучуки и резиновые смеси. Метод определения пластоэластичных свойств на пластомере.
10. ГОСТ 9.030-74. Резина. Методы испытания на стойкость в ненапряженном состоянии к воздействию жидких агрессивных сред.
11. Халин М.В., Востриков Е.И., Бутцев Д.В. Энергоэффективная антиобледенительная система на основе композиционных электрообогревателей // Энергообеспечение и энергосбережение – региональный аспект: Матер. докл. XII Всеросс. совещ. – Томск: Изд-во «СПБ Графикс», 2011. – С. 32–35.

Поступила 26.12.2011 г.

УДК 621.374.4/5:517

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ КРИТЕРИЙ ДЛЯ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ НЕЛИНЕЙНОГО КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА С ПЕРИОДИЧЕСКИ ИЗМЕНЯЮЩИМСЯ ПАРАМЕТРОМ

Р.А. Вайнштейн, Н.В. Коломиец, В.В. Шестакова

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

Показано, что выполнение условия равенства среднего за период значения собственной частоты параметрических колебаний позволяет получить соотношения между электромагнитными и конструктивными параметрами делителя частоты на границе возникновения колебаний половинной частоты и в стационарном режиме. Полученные соотношения позволяют произвести расчеты с достаточной точностью.

Ключевые слова:

Делитель частоты, параметрические колебания, средняя частота.

Key words:

Frequency demultiplier, parametric variation, medium frequency.

Данная работа выполнена в связи с использованием электромагнитного параметрического делителя частоты на два в качестве основного элемента источника контрольного тока, используемого для выполнения защиты от замыканий на землю в электроустановках напряжением 6–35 кВ [1].

Электромагнитный параметрический делитель частоты является известным устройством. Впервые параметрические колебания в электрических системах были реализованы и теоретически описаны Л.И. Мандельштамом и Н.Д. Папалекси [2]. Также они предложили использовать для реализации параметрических колебаний в электрических цепях индуктивность с нелинейным ферромагнитным сердечником.

Электромагнитный параметрический делитель частоты содержит два замкнутых магнитопровода из электротехнической стали А и Б, на каждом из которых нанесены по две обмотки с числом витков w_1 и w_2 , рис. 1.

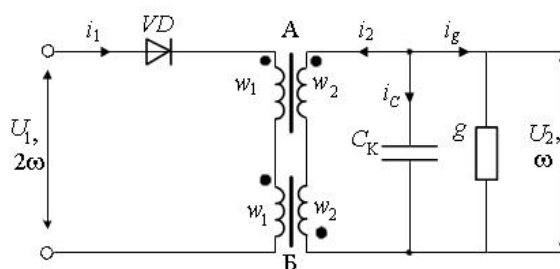


Рис. 1. Схема делителя частоты с вентилем в цепи питания

Обмотки w_1 вместе с вентилем VD образуют цепь, называемую цепью возбуждения, которая подключается к источнику переменного тока с частотой 2ω . Обмотки w_2 образуют вместе с конденсатором C_k параметрически возбуждаемый колебательный контур. Обмотки сердечников А и В соединены так, что между ними нет электромагнитной связи, и поэтому вынужденные колебания с частотой 2ω в колебательном контуре отсутствуют. Роль

обмоток w_1 при таком соединении обмоток заключается в том, что при протекании по ним переменного тока периодически изменяется магнитная проницаемость магнитопроводов, а следовательно, и индуктивность обмоток w_2 . Диод VD в цепи возбуждения необходим для того, чтобы при четной зависимости магнитной проницаемости магнитопроводов от напряженности магнитного поля обеспечить основную частоту изменения параметра (индуктивности) колебательного контура, равной частоте источника питания 2ω .

При разработке источника контрольного тока ряд важных соотношений получен на основе учета специфических свойств параметрических колебаний, их фундаментального отличия от других видов колебаний.

Параметрические колебания могут возникнуть в колебательной системе, например второго порядка, если параметр накопителя энергии (конденсатора или катушки индуктивности) под действием внешней силы изменяется периодически и между частотой этого изменения и параметрами системы имеется определенное соответствие. Параметрические колебания возникают и поддерживаются без приложения к цепи внешних источников, только за счет энергии, передаваемой посредством периодического изменения энергоемкого параметра.

Особенность параметрических колебаний позволяет классифицировать их как явление промежуточное между вынужденными колебаниями в неавтономных системах и свободными колебаниями в автономных системах. С одной стороны период параметрических колебаний определяется только параметрами системы, так как вынуждающая сила в обычном смысле отсутствует. Это роднит параметрические колебания со свободными колебаниями. С другой стороны, в отличие от чисто автономных систем, фаза параметрических колебаний не может иметь любое значение, зависящее только от случайных или искусственно созданных начальных условий. Фаза параметрических колебаний связана с фазой периодически изменяющегося параметра и может принимать несколько дискретных значений, возможное количество которых зависит от соотношения основной частоты изменения параметра и частоты параметрических колебаний.

Отмеченная двойственность параметрических колебаний впервые была сформулирована следующим образом [3]: «...колебания, хотя и являются вынужденными, все же, в известном смысле, свободны. Поддержание их зависит целиком от энергии, которая сообщается им внешней силой и, тем не менее, внешняя сила нисколько не определяет и даже не изменяет заметно их периодов».

Таким образом, принципиально необходимым условием существования параметрических колебаний является равенство их частоты собственной частоте колебательного контура.

Поскольку один из параметров колебательного контура, в данном случае индуктивность, меняется в течении периода, то и мгновенное значение соб-

ственной частоты в течение периода не остается постоянным. Поэтому точнее говорить о выполнении условия равенства среднего за период значения собственной частоты частоте параметрических колебаний. Ниже показано, что использование одного этого условия позволяет получить ряд необходимых расчетных соотношений с точностью, достаточной для инженерных приложений.

Экспериментальные данные, приводимые для сравнения с расчетными, получены на делителе частоты со следующими параметрами:

- площадь поперечного сечения сердечника – $q=5 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$;
- длина средней силовой линии – $l_{cp}=0,306 \text{ м}$;
- число витков обмотки возбуждения – $w_1=570$;
- число витков обмотки колебательного контура – $w_2=3000$;
- емкость конденсатора – $C_K=0,5-5 \text{ мкФ}$.
- коэффициенты аппроксимации кривой намагничивания – $\alpha=2,06 \text{ А/м}$; $\beta=4,8 \text{ Тл}^{-1}$.

Практически требуется решение двух задач. Определения количественных соотношений между электромагнитными и конструктивными параметрами делителя частоты на границе возникновения колебаний половинной частоты и в стационарном режиме.

При анализе действительная петлевая зависимость между индукцией и напряженностью поля в сердечниках делителя частоты заменяется средней кривой намагничивания, которая аппроксимируется выражением

$$h = \alpha \text{sh} \beta b,$$

где h и b – соответственно мгновенные значения напряженности магнитного поля и индукции.

Система уравнений для контуров делителя частоты и уравнения намагничивающих сил магнитопроводов позволяют получить следующее уравнение, описывающее процессы в колебательном контуре делителя частоты

$$\frac{d^2(\beta b_A - \beta b_B)}{d\tau^2} + 2g_* \frac{d(\beta b_A - \beta b_B)}{d\tau} + (\text{sh} \beta b_A - \text{sh} \beta b_B) \frac{1}{K} = 0, \quad (1)$$

где b_A и b_B – мгновенные значения индукции в сердечниках А и Б; $2g_* = g/(\omega C_K)$; $K = \frac{2w_2^2 C_K q \omega^2}{\alpha \beta l_{cp}}$;

$\tau = t\omega$; q – площадь поперечного сечения сердечника; l_{cp} – длина средней силовой линии; ω – половинная частота.

На границе возбуждения колебаний половинной частоты, когда ток в колебательном контуре равен нулю, $b_A = b_B$, поэтому задача выявления условий возбуждения заключается в исследовании устойчивости нулевого решения дифференциального уравнения (1), которое при малом возмущении $\Delta b = b_A - b_B$ сводится к уравнению

$$\frac{d^2 \beta \Delta b}{d\tau^2} + 2g_* \frac{d\beta \Delta b}{d\tau} + \beta \Delta b \frac{1}{K} \text{ch} \beta b = 0, \quad (2)$$

а подстановкой $\Delta b = \eta e^{-g_* \tau}$ к виду

$$\frac{d^2 \eta}{d\tau^2} + \left[-g_*^2 + \frac{1}{K} \operatorname{ch} \beta b \right] \eta = 0.$$

В полученном уравнении (2) коэффициент при $\beta \Delta b$ представляет собой отношение мгновенной резонансной частоты колебательного контура к квадрату половинной частоты ω .

Перед возникновением параметрических колебаний индукция в сердечнике принята в виде

$$b = B_1 \sin 2\tau + B_0, \quad (3)$$

где B_1 – амплитуда основной гармоники индукции; B_0 – постоянная составляющая индукции.

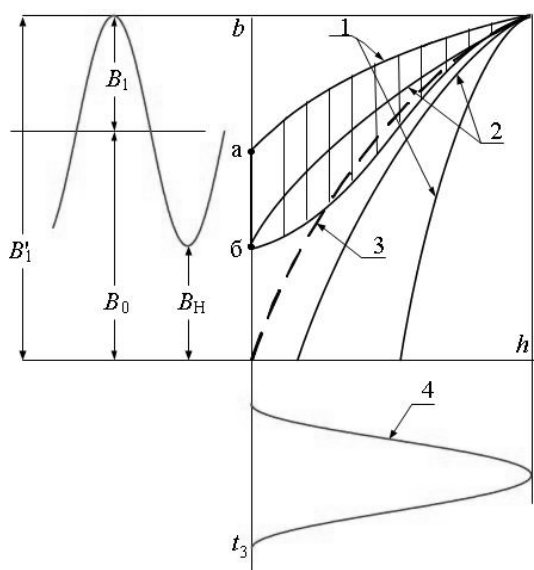


Рис. 2. Процесс намагничивания сердечника делителя частоты перед возбуждением колебаний: 1) динамическая петля; 2) статическая петля; 3) средняя кривая намагничивания; 4) ток в цепи обмоток возбуждения

Связь между амплитудой переменной составляющей индукции B_1 и постоянной составляющей установлена с учетом того, что перемагничивание сердечника происходит по частному циклу (рис. 2). Как видно, $B_0 = B_H + B_1$. Зависимость B_H от

B_1 , полученная экспериментально на образцах магнитопроводов, имеет такой вид, рис. 3, что ее с достаточной точностью можно аппроксимировать функцией

$$B_H = B_{H\max} (1 - e^{-k_b B_1}),$$

где $B_{H\max}$ – максимальное значение B_H , определяемое по экспериментальным зависимостям $B_H(B_1)$; k_b – коэффициент, имеющий размерность, обратную размерности индукции.

При изменении индукции по (3) $\operatorname{ch} \beta b$ представляет собой периодическую функцию, при разложении которой в ряд Фурье получаем

$$\frac{d^2 \eta}{d\tau^2} + [\Omega_0 + 2(\Omega_1 \sin 2\tau + \Omega_2 \cos 4\tau + \dots)] \eta = 0, \quad (4)$$

где

$$\Omega_0 = \frac{1}{K} \operatorname{ch} \beta B_0 J_0(j\beta B_1) - g_*^2;$$

$$\Omega_1 = \frac{1}{K} \operatorname{sh} \beta B_0 [-jJ_1(j\beta B_1)];$$

$$\Omega_2 = \frac{1}{K} \operatorname{ch} \beta B_0 J_2(j\beta B_1);$$

$J_0(j\beta B_1)$, $-jJ_1(j\beta B_1)$, $J_2(j\beta B_1)$ – функция Бесселя от мнимого аргумента (индексы 0, 1, 2... – порядок функции).

Коэффициент Ω_0 есть среднее значение, а коэффициент Ω_1 – первая гармоника отношения квадрата периодически изменяющейся собственной частоты колебательного контура к квадрату половинной частоты.

Для полученного уравнения (4) с периодически изменяющимися коэффициентами (уравнение Хилла) известны уравнения линий, разграничивающие области устойчивости и неустойчивости невозмущенного движения [4]. Возбуждению колебаний половинной частоты соответствует первая область неустойчивости, уравнение граничных линий которой имеет вид

$$(\Omega_0 - 1)^2 + 2(\Omega_0 + 1)^2 g_*^2 + g_*^4 = \Omega_1^2. \quad (5)$$

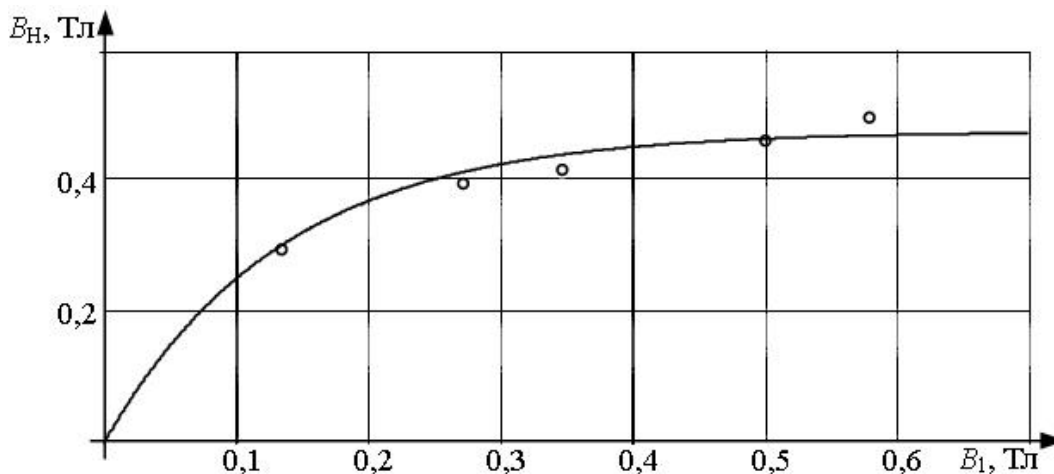


Рис. 3. Зависимость $B_H(B_1)$ для сердечника Ш-32х16: $\circ\circ\circ$ – опытные данные; — – аппроксимированная кривая

В данном случае принципиальным обстоятельством является сохранение колебательного характера свободного процесса в контуре делителя частоты, что возможно, если $g_2^2 \ll \Omega_0$ и $g_1^4 \ll \Omega_1$. Поэтому в (5) членами, содержащими g_2^2 и g_1^4 можно пренебречь, что дает

$$\Omega_0 \pm \Omega_1 = 1 \text{ при } \Omega_0 > 0, \Omega_1 > 0. \quad (6)$$

Решение уравнения (6) с учетом выражений для Ω_0 и Ω_1 по (3) позволяет получить значения амплитуды индукции B_1 на границах возникновения колебаний половинной частоты.

Сопоставление расчетных и экспериментальных данных приведено на рис. 4. В данном случае и далее расчеты проводятся относительно безразмерной величины βB , т. к. это дает результаты, не привязанные к конкретному образцу делителя частоты.

Для практических целей достаточно определения значения индукции на нижней границе области неустойчивости или одного из значений индукции, соответствующего попаданию в область неустойчивости. Для решения задачи в такой постановке целесообразно принять точку внутри области неустойчивости с координатами $\Omega_1 = 0; \Omega_0 = 1$.

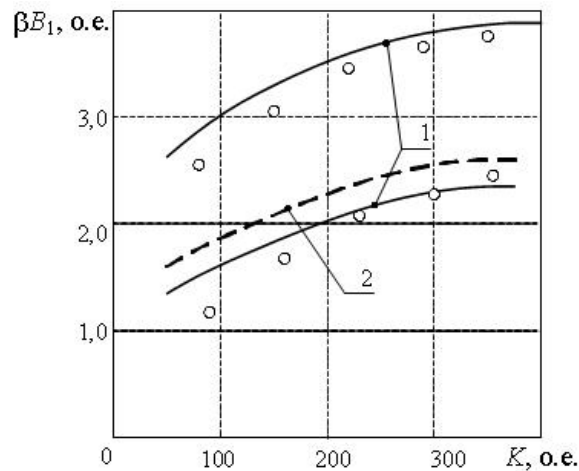


Рис. 4. Амплитуда индукции на границах возникновения колебаний половинной частоты: 1) по условию (6); 2) по условию $\Omega_0 = 1$; $\circ \circ \circ$ – опытные данные

Коэффициент Ω_0 , как указывалось выше, есть среднее значение квадрата отношения собственной частоты колебательного контура к половинной частоте. Поэтому условие $\Omega_0 = 1$ одновременно отображает необходимое условие существования параметрических колебаний. Расчетные значения индукции, удовлетворяющие условию $\Omega_0 = 1$, нанесены также на рис. 4 (кривая 2) и располагаются близко к нижней границе области неустойчивости.

Покажем далее, что условие равенства частоты параметрических колебаний средней собственной частоте дает возможность получить необходимые расчетные соотношения и для стационарного режима деления частоты. В стационарном режиме индукция в магнитопроводах делителя частоты содержит три составляющие

$$\begin{aligned} b_A &= B_0 + B_1 \sin(2\tau + \varphi) + B_2 \sin \tau; \\ b_B &= B_0 + B_1 \sin(2\tau + \varphi) - B_2 \sin \tau, \end{aligned} \quad (7)$$

где B_2 – амплитуда индукции половинной частоты.

Сначала решим задачу стационарного режима одним из известных методов, каковыми, например, являются методы коллокации [5] и гармонического баланса. Применим метод коллокации. Решая уравнение (1) с учетом (7) для трех точек коллокации $\tau = \pi/2, \tau = \pi/4, \tau = -\pi/4$, получим

$$\frac{\beta B_2}{\text{sh} \beta B_2} = \frac{1}{K} \text{ch} Q_1, \quad (8)$$

$$\frac{\sqrt{2}}{2} \frac{\beta B_2}{\text{sh} \frac{\sqrt{2}}{2} \beta B_2} = \frac{1}{K(1-2g_*)} \text{ch} Q_2,$$

$$\frac{\sqrt{2}}{2} \frac{\beta B_2}{\text{sh} \frac{\sqrt{2}}{2} \beta B_2} = \frac{1}{K(1+2g_*)} \text{ch} Q_3,$$

где $Q_1 = \beta B_0 - \beta B_1 \sin \varphi, Q_2 = \beta B_0 + \beta B_1 \cos \varphi,$
 $Q_3 = \beta B_0 - \beta B_1 \cos \varphi.$

Для определения амплитуды индукции половинной частоты воспользуемся уравнением (8). Левая часть этого уравнения убывает с ростом амплитуды индукции половинной частоты, поэтому ее максимальное значение будет иметь место при минимально возможном значении $\text{ch} Q_1 = 1$, т. е. при $Q_1 = 0$. Максимальное значение амплитуды индукции B_2 , определенное по (8), при таких условиях хорошо совпадает со значениями, полученными экспериментально, рис. 5.

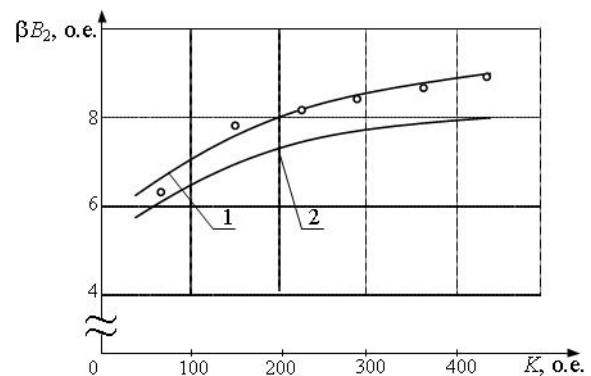


Рис. 5. Амплитуда индукции субгармоники, определенная: 1) методом коллокации; 2) по средней свободной частоте; $\circ \circ \circ$ – опытные данные

Так как максимальное значение амплитуды субгармоники имеет место при $Q_1 = 0$, а Q_1 определяется составляющими B_0 и B_1 , сделано предположение, что в стационарном режиме электромагнитное состояние делителя частоты в основном определяется составляющей индукции половинной частоты $b_A = B_2 \sin \tau$ и $b_B = -B_2 \sin \tau$.

При таком допущении для определения амплитуды индукции B_2 используем условие равенства сред-

него квадрата частоты квадрату половинной частоты. Среднюю собственную частоту определим как

$$[\omega^2(t)]_{\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T l(t) C_K dt,$$

где $l(t)$ – мгновенное значение индуктивности; T – период колебаний половинной частоты.

Мгновенное значение индуктивности равно

$$l(t) = \mu \frac{2qw_2^2}{l_{\text{cp}}}. \quad (9)$$

В (9) μ – магнитная проницаемость магнитопроводов делителя частоты, определяемая как

$$\mu = \frac{1}{\alpha \beta \text{ch} \beta b}. \quad (10)$$

С учетом (9) и (10)

$$[\omega^2(t)]_{\text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{l_{\text{cp}} \alpha \beta \text{ch} \beta b}{2qw_2^2 C_K} d\tau. \quad (11)$$

Разделив в (11) левую и правую часть на ω^2 и разложив $\text{ch} \beta b$ в ряд Фурье, получим

$$\frac{[\omega^2(t)]_{\text{cp}}}{\omega^2} = \int_0^{2\pi} \frac{1}{K} \frac{1}{2\pi} [J_0(j\beta B_2) + 2J_2(j\beta B_2)] + \dots d\tau. \quad (12)$$

При интегрировании периодические составляющие подынтегрального выражения в (12) дают нулевое значение, поэтому

$$\frac{[\omega^2(t)]_{\text{cp}}}{\omega^2} = \frac{1}{K} J_0(j\beta B_2).$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вайнштейн Р.А., Лапин В.И., Наумов А.М., Доронин А.В. Защита от замыканий на землю в обмотке статора генераторов на электростанциях ОЭС Сибири // Электрические станции. – 2009. – № 12. – С. 26–30.
2. Мандельштам Л.И. Собрание трудов. Т. 2. – М.: Изд-во АН СССР, 1950. – 350 с.
3. Релей Дж.В. Теория звука. Т. 1. – М.: Наука. – 1955. – 120 с.

Так как должно выполняться условие $\frac{[\omega^2(t)]_{\text{cp}}}{\omega^2} = 1$, то окончательно получим следующее выражение для определения βB_2

$$J_0(j\beta B_2) = K. \quad (13)$$

Результаты расчетов по (13), рис. 5 (кривая 2), удовлетворительно соответствуют опытным данным. При использовании для электромагнитного параметрического делителя частоты холоднокатаной электротехнической стали коэффициент K принимается в пределах 200...300, чему соответствует индукция $B_2 = 1,7 \dots 1,8$ Тл. Отличие расчетных данных, полученных по средней собственной частоте при таких значениях K , от опытных не превышает 10...15 %.

Выводы

1. Предложен универсальный критерий для расчета параметров нелинейного колебательного контура с периодически изменяющимся параметром.
2. Показано, что использование условия равенства среднего квадрата собственной частоты колебательного контура квадрату частоты параметрических колебаний позволяет получить результаты, приемлемо совпадающие с опытными данными.
3. Полученные соотношения могут быть использованы для расчета конструктивных параметров электромагнитного параметрического делителя частоты.

4. Хаяси Т. Нелинейные колебания в физических системах. – М.: Мир, 1968. – 168 с.
5. Математический энциклопедический словарь / гл. ред. Ю.В. Прохоров. – М.: Издательский центр «Академия», 2003. – 860 с.

Поступила 08.06.2011 г.

УДК 621.311.42

МЕТОД УРАВНИВАНИЯ МОЩНОСТЕЙ НА ВТОРИЧНЫХ ОБМОТКАХ ТРАНСФОРМАТОРОВ СКОТТА

В.З. Манусов, П.В. Морозов

Новосибирский государственный технический университет

E-mail: kettle@ngs.ru

Предложено применение электронного устройства уравнивания мощности на вторичных обмотках трансформаторного преобразователя на основе схемы Скотта. Проведено моделирование устройства на основе тиристорных мостов со средней точкой, управляемых с помощью многоуровневой широтно-импульсной модуляции. Подтверждено обеспечение полного равенства токов во вторичных обмотках трансформатора Скотта, которое обеспечивает полную симметрию токов в трехфазной сети.

Ключевые слова:

Трехфазная сеть, трансформаторный преобразователь Скотта, автоматическое управление, уравнивание мощности, несимметрия.

Key words:

Three-phase grid, Scott-transformer, automatic control, power equalization, unbalance.

Система электроснабжения скоростной железной дороги переменного тока (2–25 кВ) является сложной многофазной нагрузкой трехфазной сети, ибо количество фаз такой нагрузки не кратно трем (как правило, две). Данное обстоятельство не позволяет применять стандартные преобразователи энергии с количеством фаз, кратным трем [1], для уменьшения токовой несимметрии в трехфазной сети при резко переменных нагрузках. Наименьшую (нулевую) несимметрию дает трехфазно-двухфазный трансформатор Скотта при равных нагрузках на вторичных обмотках [2]. Равенство нагрузок означает равенство активных мощностей на этих обмотках. В случае неравенства мощностей, например, при внезапном появлении или исчезновении нагрузки, токовая несимметрия в трехфазной сети становится неравной нулю.

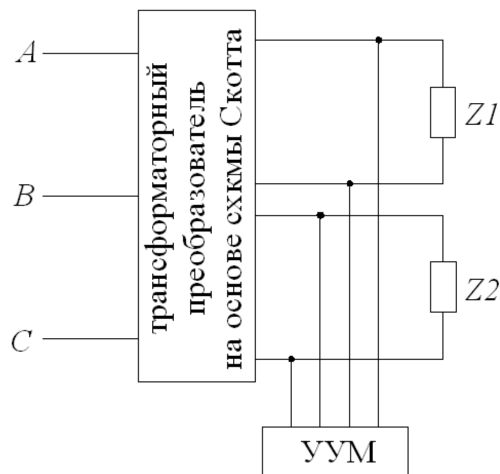


Рис. 1. Трансформаторный преобразователь Скотта с УУМ

Следовательно, в данном случае для снижения несимметрии необходимо обеспечить активное управление распределением мощностей между обмотками (рис. 1). Для этого предложено параллельно вторичным обмоткам трансформатора Скотта включить устройство уравнивания мощностей (УУМ).

УУМ предназначено для равномерного распределения мощности между вторичными обмотками (фазами) трансформаторного преобразователя на основе схемы Скотта при быстро изменяющихся нагрузках (рис. 2).

Устройство уравнивания мощности состоит из конденсаторной батареи C , двух мостов из коммутационных элементов M_j , где $j=1,2,\dots$ – номера фаз (вторичных обмоток трансформатора Скотта), реакторов L_j . УУМ включается параллельно вторичным обмоткам трансформатора Скотта, которые заменены источниками гармонического напряжения U_{sj} . В первом приближении коммутационные элементы, например, тиристоры или биполярные транзисторы с изолированным затвором приняты идеальными. Тяговые нагрузки заменены эквивалентным сопротивлением Z_j . Так как УУМ должно обеспечивать равенство мощностей на вторичных обмотках трансформатора Скотта, то мощность УУМ должна удовлетворять условию:

$$P_M = (P_{Z1} + P_{Z2}) / 2,$$

где P_{Z1} , P_{Z2} – мощности эквивалентных нагрузок.

Данное уравнение баланса мощностей выполняется при токах во вторичных обмотках трансформатора Скотта, равных

$$i_{s1} = \sqrt{2} I_S \cos(\omega t);$$

$$i_{s2} = \sqrt{2} I_S \sin(\omega t),$$

где I_S – среднеквадратический ток.

Пусть токи нагрузок равны

$$i_{z1} = \sqrt{2} I_1 \cos(\omega t - \varphi_1) = \\ = \sqrt{2} I_1 (\cos(\varphi_1) \cos(\omega t) + \sin(\varphi_1) \sin(\omega t)),$$

$$i_{z2} = \sqrt{2} I_2 \sin(\omega t - \varphi_2) = \\ = \sqrt{2} I_2 (\cos(\varphi_2) \sin(\omega t) + \sin(\varphi_2) \cos(\omega t)),$$

где I_1 , I_2 – токи в нагрузках; φ_1 , φ_2 – фазовые сдвиги токов в нагрузках относительно напряжений.

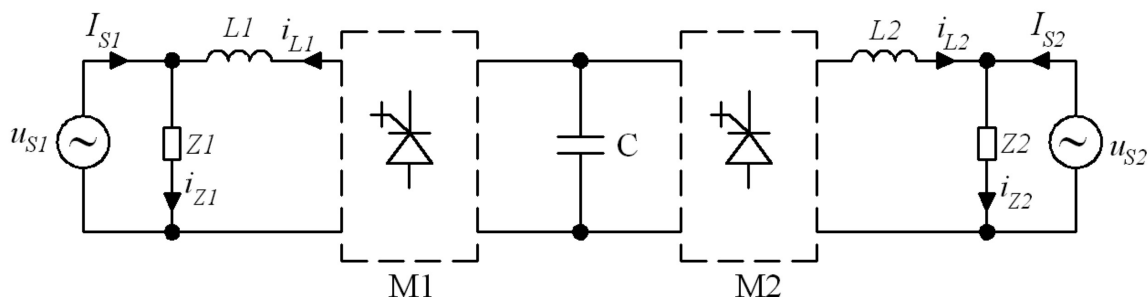


Рис. 2. Устройство уравнивания мощности

Токи, формируемые УУМ, вычисляются по формуле и входят в систему дифференциальных уравнений:

$$i_{Lj} = i_{Zj} - i_{Sj},$$

$$L \frac{di}{dt} + \psi_j u_C = u_{Sj}, \quad i_C = C \frac{du_C}{dt}.$$

Поддержание постоянного напряжения на конденсаторной батарее реализуется с помощью мостов. При этом оно должно быть в два раза больше, чем амплитуда напряжения на вторичной обмотке трансформатора Скотта

$$U_C^* = 2\sqrt{2} U_S.$$

Это позволяет формировать токи i_{Lj} , которые обеспечивают уравнивание мощностей, т. к. при возможных значениях коммутационной функции $\psi = \pm 1$ сохраняется постоянство производной этих токов

$$\frac{di_{Lj}}{dt} = u_{Sj} - \psi u_C,$$

т. е. при $\psi = 1$ ток растет, а при $\psi = -1$ – ток падает.

Следовательно, для управления мостом требуется замкнутая система автоматического управления, которая одновременно поддерживает заданное напряжение на конденсаторе и заданную форму и уровни токов i_{Lj} , необходимые для поддержания баланса мощностей (рис. 3). На входе схемы управления формируется сигнал ошибки напряжения на конденсаторе, которое поступает на вход пропорционально-интегрального (ПИ) регулятора, на выходе которого формируются такие среднеквадратические значения токов I_S^* на вторичных

обмотках трансформатора Скотта, которые поддерживают баланс мощностей. На базе этих значений формируются токи идеальной формы, которые получаются путем умножения I_S^* на соответствующую косинусоиду или синусоиду. Далее формируется сигнал ошибки по току, который имеет смысл отклонения формы тока от заданной и с помощью широтно-импульсных модуляторов (ШИМ) формируется команда на увеличение или уменьшение токов i_{Lj} относительно заданного i_{Lj}^* .

Таким образом, система управления одновременно осуществляет «медленное» регулирование напряжения на конденсаторной батарее и «быстрое» регулирование формы тока, формируемого УУМ. Чтобы обеспечить форму тока, близкую к синусоидальной, частота опорного треугольного сигнала, формируемого генератором треугольных импульсов (ГТИ), как минимум, в 10 раз выше частоты самого тока (50 Гц).

Возможны следующие пути совершенствования УУМ: повышение частоты опорного сигнала, включение между обмотками трансформаторного преобразователя и реакторами резонансных LC-фильтров, увеличение количества уровней напряжения, формируемых УУМ.

Частота опорного сигнала определяет частоту переключения коммутационных элементов, которая ограничена свойствами полупроводниковых материалов (до 10 кГц). Резонансные фильтры применяют в маломощных устройствах, питающихся от сети 220/380 В. Поскольку напряжения на обмотках преобразователя Скотта, как правило, составляют 50 кВ, целесообразно применить каскадное включение из четырех мостов на стороне переменного тока (рис. 4). Сторона постоянного тока

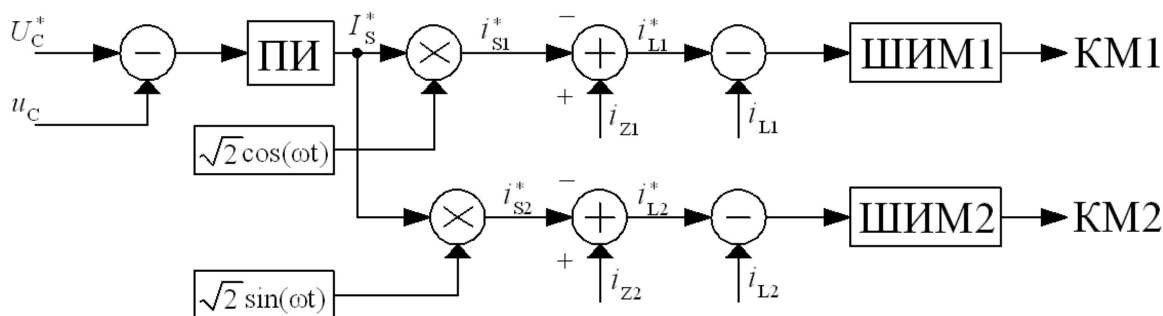


Рис. 3. Схема управления устройством уравнивания мощности

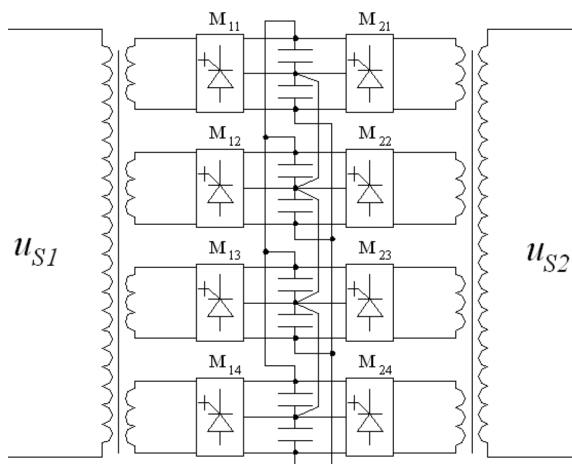


Рис. 4. Многоуровневое УУМ с согласующими трансформаторами

каждого из мостов подключена к общей конденсаторной батарее со средней точкой, которая состоит из параллельно включенных конденсаторов между точками 1 и 0 и параллельно включенных конденсаторов между точками 2 и 0. Следовательно, конденсаторную батарею можно представить как последовательное соединении эквивалентной емкости между точками 2 и 0.

Мосты связаны с обмотками преобразователя Скотта через согласующие трансформаторы с коэффициентами трансформации каждого к вторичным обмоткам 4:1. Если напряжение $U_y = 50$ кВ, то каждому мосту $M_k (k=1, \dots, 4)$ соответствует напряжение 12,5 кВ. Индуктивность утечки согласующего трансформатора соответствует индуктивности реактора.

За счет применения средней точки схема формирует 5 уровней напряжения: $-2U_c, -U_c, 0, U_c, 2U_c$. Конкретный уровень напряжения определяется количеством последовательных эквивалентных

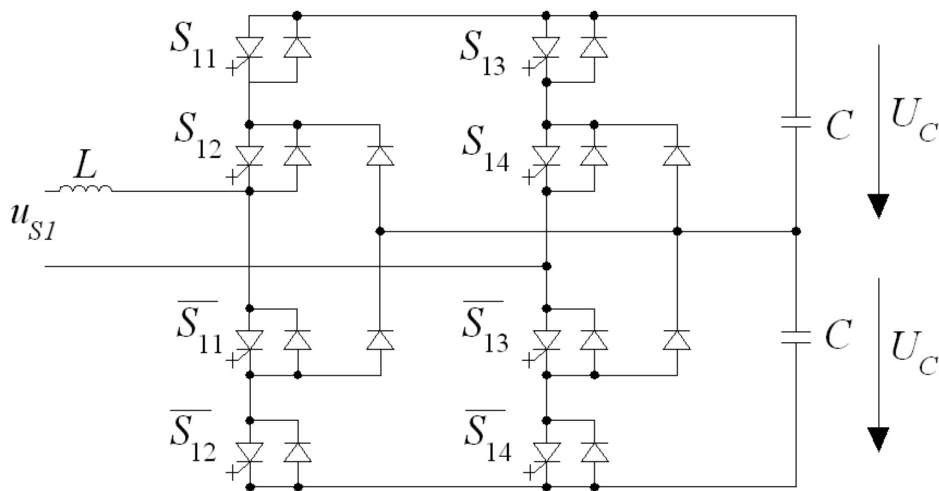


Рис. 5. Фрагмент УУМ на основе мостов и конденсаторной батареи со средней точкой

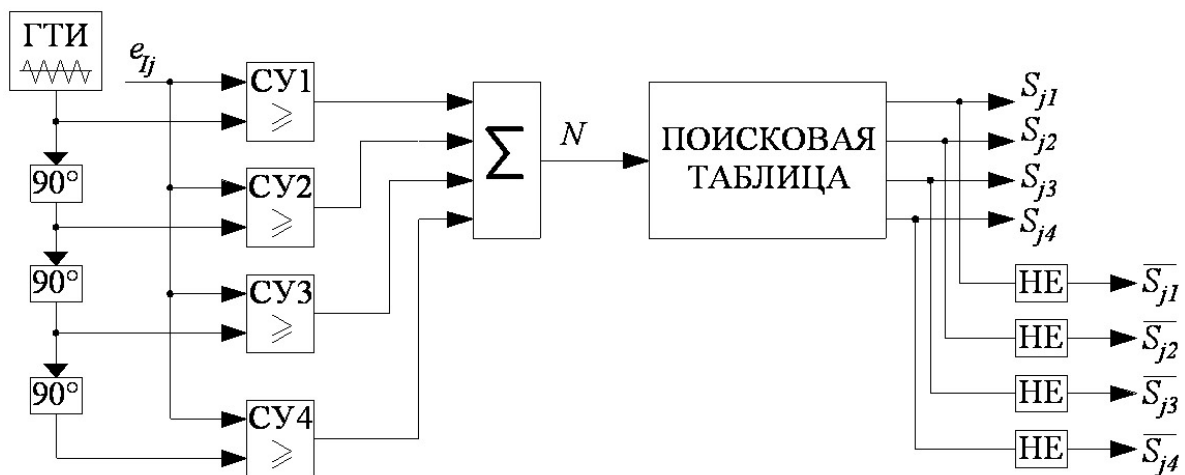


Рис. 6. Схема формирования многоуровневой ШИМ

емкостей, подключенных к согласующему трансформатору на стороне переменного тока и полярностью их включения, которые, в свою очередь, зависят от комбинации сигналов, подаваемых на управляющие входы тиристоров. Соответствие между сигналами на управляющих входах тиристоров и уровнями напряжений приведено ниже в таблице. Частота переключений тиристоров снижается за счет применения многоуровневой ШИМ с использованием четырех опорных треугольных сигналов, сдвинутых на угол $0, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$.

Схема управления в данном случае аналогична схеме на рис. 3, за исключением формирования ШИМ-сигнала (рис. 6).

Моделирование функционирования схемы на рис. 5 было выполнено в среде MatLAB Simulink SimPower.

Сигнал ошибки по току сравнивается с опорными последовательностями треугольных импульсов, формируемых ГТИ, с помощью блоков сравнения СУ1–СУ4. Если ошибка больше опорного сигнала, блок сравнения выдает «1», а в противном случае – «0». В зависимости от суммы результатов сравнения из поисковой таблицы извлекается комбинация сигналов, подаваемых на управляющие входы тиристоров (таблица). В данной таблице также приведено соответствие между сигналами на управляющих входах тиристоров и уровнями напряжения. Извлекаемые из таблицы сигналы подаются на входы тиристоров $S_{j1}–S_{j4}$, а соответствующие им инвертированные сигналы с выходов элементов НЕ подаются на входы соответствующих дополнительных тиристоров $S_{j1}–S_{j4}$.

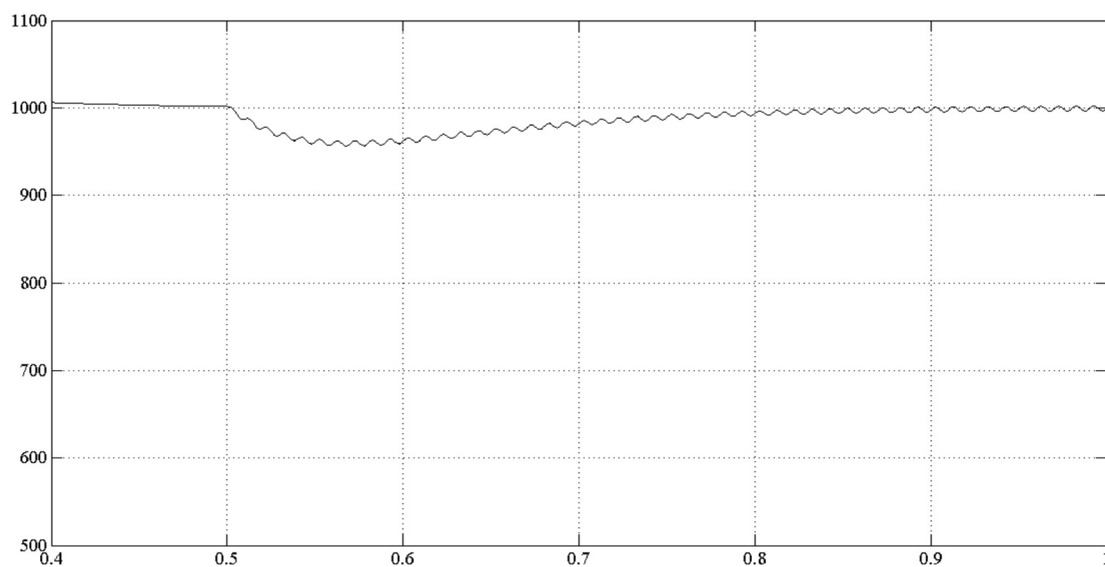


Рис. 7. Напряжение на конденсаторной батарее

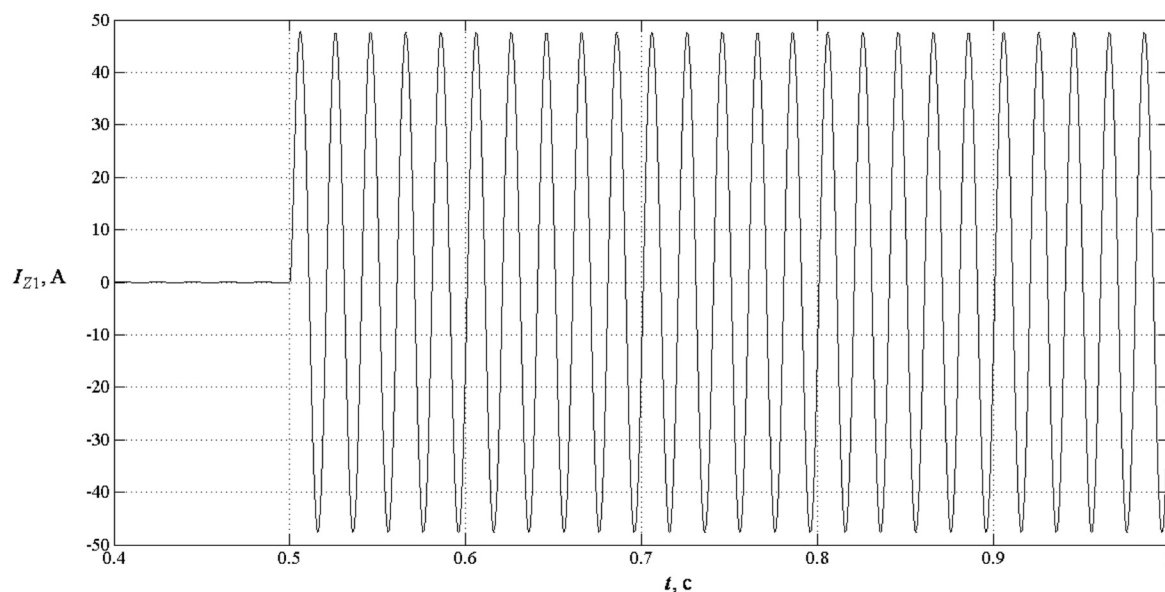


Рис. 8. Ток резко изменяющейся нагрузки

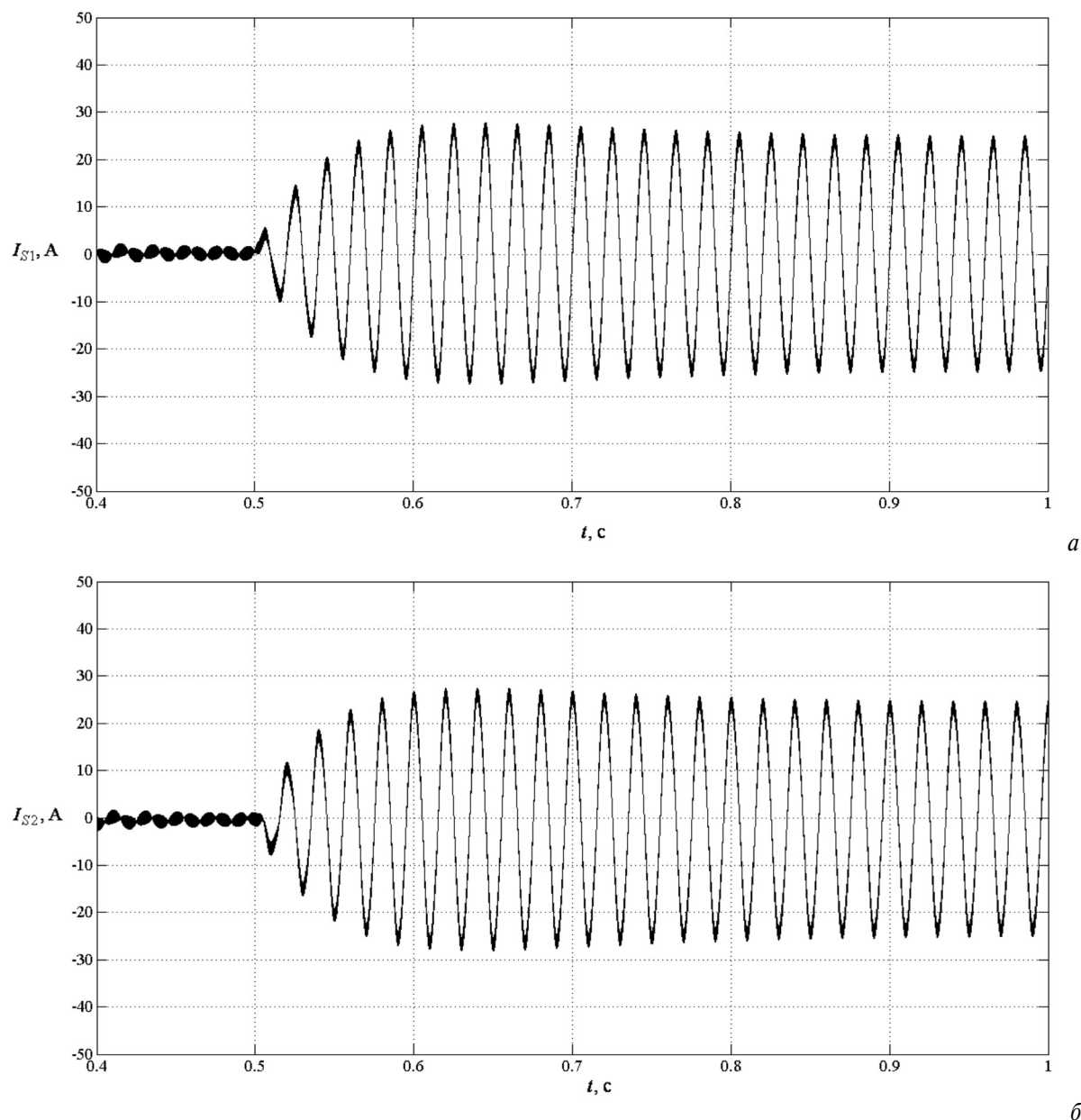


Рис. 9. Ток на первой (а) и второй (б) вторичных обмотках трансформатора Скотта

Таблица. Поисковая таблица для многоуровневой ШИМ

N	S_1	S_2	S_3	S_4	U_{ij}
0	0	0	1	1	$-2U_c$
1	0	0	0	1	$-U_c$
2	0	0	0	0	0
3	0	1	0	0	$+U_c$
4	1	1	0	0	$+2U_c$

На рис. 7–9 приведены результаты моделирования схемы на рис. 5 для модельных напряжений на обмотках трансформаторного преобразователя $u_{S1}(t)=500\sin(\omega t)$, $u_{S2}(t)=500\cos(\omega t)$ при индуктивности реактора 1,5 мГн и емкости конденсаторной батареи 10 мФ. Такая батарея состоит из самовосстанавливающихся конденсаторов на основе поли-

пропиленовой пленки, которая металлизирована смесью цинка и алюминия. Эффект самовосстановления обеспечивается за счет испарения металла вокруг поврежденного в результате пробоя места, за счет чего достигается высокая надежность. Рис. 5 показывает, что УУМ обеспечивает равенство токов в обмотках трансформаторного преобразователя и фазовый сдвиг между ними 90° при внезапном изменении тока нагрузки I_{Z1} . После изменения нагрузки напряжение на конденсаторной батарее снижается не более чем на 5 %, а токи в обмотках преобразователя Скотта одновременно плавно нарастают.

Поскольку УУМ шунтирует обмотки трансформаторного преобразователя, то равенство токов означает равенство мощностей. В свою очередь,

из равенства мощностей следует полная токовая симметрия в трехфазной сети.

Компьютерное моделирование показало достаточно хорошее совпадение теоретических оценок и протекающих процессов, а также принципиальную работоспособность устройства уравнивания мощности, поэтому в ближайшем будущем предполагается конструирование макета и физической модели устройства.

Выводы

Показано, что для обеспечения токовой симметрии трехфазной сети, питающей систему тягового

электрооборудования скоростной железной дороги переменного тока с количеством фаз, не кратным трем, параллельно вторичным обмоткам трансформаторного преобразователя Скотта из трех фаз в две, необходимо включить устройство уравнивания мощности с системой автоматического управления токами в зависимости от тяговых нагрузок. Отклонение напряжения на конденсаторной батарее от заданного не более чем на 10 % и плавное изменение токов в обмотках обеспечивается за счет одновременного медленного ПИ-регулирования напряжения на конденсаторе и многоуровневого ШИМ-регулирования токов через реакторы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Энергетическая электроника: Справочное пособие: Пер. с нем. / под. ред. В.А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 464 с.
2. Ворфоломеев Г.Н., Евдокимов С.А., Морозов П.В., Сопов В.И. Применение трансформаторов Скотта на тяговых подстан-

циях электрических железных дорог // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. – 2008. – № 6. – С. 273–276.

Поступила 14.12.2011 г.

УДК 621.316

АНАЛИЗ СПЕЦИФИКИ ВНУТРЕННИХ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ НА ДВУХЦЕПНЫХ ЛИНИЯХ 35–330 кВ

А.С. Ведерников

Самарский государственный технический университет
E-mail: es@samgtu.ru

Проанализирована специфика возникновения и протекания процессов коммутационных перенапряжений в двухцепных воздушных линиях электропередачи. Дана классификация внутренних перенапряжений по источникам их возникновения. Приведены выражения, позволяющие определять параметры волны перенапряжения. Даны рекомендации о необходимости учёта влияния соседней цепи двухцепной линии в расчётах величины коммутационных перенапряжений.

Ключевые слова:

Двухцепная линия электропередачи, коммутационное перенапряжение, автоматическое повторное включение.

Key words:

Double circuit transmission line, switching overvoltage, automatic reclosing

Повышение надежности таких специфических электроустановок, как двухцепные воздушные линии (ДВЛ) электропередачи, является важной научно-технической проблемой. Ее репрезентативные и адекватные решения требуются в разнообразных задачах проектирования, оперативного и диспетчерского управления режимами в электрических сетях различных классов напряжений.

Так как расстояния между всеми проводами обеих цепей ДВЛ определяются только длинами траверс опоры, взаимная электромагнитная и электростатическая связь между ними оказывает существенное влияние на параметры как установившихся, так и переходных режимов. Поскольку это влияние может изменять характеристики надёжности ДВЛ, а в отдельных случаях приводить к пере-

рывам в электрооборудовании потребителей, актуальной является проблема математического описания ДВЛ в различных электрических режимах.

Общее о внутренних перенапряжениях на двухцепных линиях 35–330 кВ

На изоляцию двухцепных воздушных линий электропередачи, также как и на одноцепных, воздействуют стационарные, квазистационарные и коммутационные перенапряжения.

На величину кратности перенапряжений двухцепность оказывает влияние, главным образом, для перенапряжений, возникающих при коммутациях.

Стоит отметить, что любая линия при отключениях проходит два этапа: отключение тока нагруз-

ки (разрыв транзита) и отключение зарядного тока линии (отключение ненагруженной линии). И наоборот, при включениях вначале включается ненагруженная (холодная) линия, а далее – линия под нагрузку (замыкание транзита). Перенапряжения большей интенсивности возникают только при коммутациях линий в режиме холостого хода. Перенапряжения в режиме холостого хода возникают в различных точках линии. Однако, наибольшие по величине перенапряжения возникают на её удаленном (разомкнутом) конце [1].

Частота возникновения и кратность коммутационных перенапряжений также зависят от условий погоды и наличия на линии индуктивных элементов (электромагнитных трансформаторов, шунтирующих реакторов и силовых трансформаторов) [2].

Что касается условий погоды, здесь на максимальную величину коммутационных перенапряжений они сказываются в двух аспектах: при плохих погодных условиях и загрязнении изоляции, а следовательно демпфируются перенапряжения вследствие потерь. Кроме того, с ухудшением погоды снижается напряжение начала коронирования фазных проводов, а, следовательно, вследствие потерь на корону ограничиваются максимальные кратности перенапряжений.

Магнитная система электромагнитных трансформаторов напряжения при отключениях воздушных линий (ВЛ) в течение приблизительно четверти периода рабочей частоты $T=0,02$ с [3] насыщается и оказывает благоприятное влияние на уровень коммутационных перенапряжений в двух аспектах:

- а) снижает восстанавливающееся напряжение на контактах выключателя и снижает вероятность повторных зажиганий между ними;
- б) полностью отводит в землю остаточный заряд за время паузы автоматического повторного включения (АПВ) и обеспечивает нулевые начальные условия процесса повторного включения линии.

Такое же благоприятное влияние оказывают силовые трансформаторы, подключенные к ВЛ по блочной или полублочной схемам, или по схеме глухого присоединения их к ВЛ, а также шунтирующие реакторы. Однако, при наличии на ВЛ силовых трансформаторов время стекания остаточных зарядов составляет $\sim 0,5$ с, шунтирующих реакторов – порядка $\sim 3...5$ с [4].

Если время бестоковой паузы меньше, чем указанные значения, то не будут обеспечены нулевые начальные условия переходного процесса повторного включения, так как на ВЛ сохранится остаточное напряжение.

Перенапряжения при оперативных отключениях и отключениях коротких замыканий на двухцепных воздушных линиях

При отключениях (оперативных и аварийных) на межконтактный промежуток влияет разность

напряжения со стороны сборных шин питающей подстанции $U_{ш}$ и остающегося напряжения на ВЛ U_{01} .

Величина U_{01} , а также скорость изменения и форма остающегося напряжения на коммутируемой цепи U_0 определяются наличием или отсутствием на ВЛ индуктивных элементов между фазными проводами и землей. Это справедливо, если линия одноцепного исполнения и нет других влияющих на нее источников.

Если линия двухцепного исполнения – величина U_0 будет определяться, как сумма U_{01} и U_{02} , где U_{02} – дополнительно наведенное напряжение на проводах первой цепи от второй цепи. При этом максимальные перенапряжения при отключениях современными элегазовыми выключателями будут определены по формуле [5]:

$$U_{\max} = U_0 + (U_{ш} - U_0)P_y, \quad (1)$$

где P_y – ударный коэффициент, теоретически без учета потерь на линии $P_y=2$, а с учетом потерь $P_y \leq 1,8$.

При этом абсолютно максимальные перенапряжения будут иметь место, если полярность U_0 и $U_{ш}$ не совпадают.

Расчеты показали, что если не учитывать влияние второй цепи, U_{\max} для ВЛ 330 кВ длиной 250 км при величине предвключенного индуктивного сопротивления $X_{л1}=50$ Ом при отключениях равно $U_{\max}=1,8U_{\phi}$, где U_{ϕ} – фазное напряжение линии. При учете второй цепи – $U'_{\max}=1,2U_{\max}=2,16U_{\phi}$.

Значение U'_{\max} если на ВЛ установлены:

- трансформаторы напряжения $\approx 1,5U_{\phi}$;
- силовые трансформаторы или шунтирующие реакторы $\approx 1,6U_{\phi}$.

Перенапряжения при оперативных включениях

Оперативные включения ВЛ происходят не при металлических замыканиях подвижных и неподвижных контактов выключателей, а в момент пробоя промежутка между их сходящимися контактами в различных средах (вакуум, газ, элегаз, масло). Разумеется, что в худшем случае включение линии может произойти в максимуме напряжения на шинах питающей подстанции.

Кроме того, как известно, любой выключатель (кроме полупроводникового) имеет разброс (неоднородность) значений времени замыкания полюсов при включениях. Поэтому на первой включенной фазе линии трехфазного исполнения $U_{\max1}$ будет отличаться от перенапряжений $U_{\max2}$ (второй фазы) и $U_{\max3}$ (третьей фазы), определяемых по выражениям

$$\begin{aligned} U_{\max2} &= U_{\text{нач}2} + (U_{\text{уст}} - U_{\text{нач}2})P_y; \\ U_{\max3} &= U_{\text{нач}3} + (U_{\text{уст}} - U_{\text{нач}3})P_y. \end{aligned} \quad (2)$$

где $U_{\max2}=K_{1-2}U_{\max1}$; $U_{\max3}=K_{12-3}U_{\max2}$; K_{1-2} – коэффициент электромагнитной связи между первой включенной и второй фазой; K_{12-3} – то же между двумя включенными и третьей фазой.

Так, если $U_{\max 1} \approx 2$, то для одноцепных линий $U_{\max 2} \approx 2,2$; $U_{\max 3} \approx 2,4$.

Если же линия двухцепная, значения максимальных перенапряжений будут определяться выражениями

$$\begin{aligned} U'_{\max 2} &= U'_{\text{нач}2} + (U_{\text{уст}} - U'_{\text{нач}2})P_y; \\ U'_{\max 3} &= U'_{\text{нач}3} + (U_{\text{уст}} - U'_{\text{нач}3})P_y. \end{aligned} \quad (3)$$

где $U'_{\text{нач}2}$ и $U'_{\text{нач}3}$ – начальные напряжения на второй и третьей фазах с учётом влияния другой цепи.

Проведены расчёты для типовых опор ВЛ 35–330 кВ. В среднем с учётом коэффициентов связи, начальные напряжения всех трёх фаз определяются по выражению

$$\begin{aligned} U'_{\text{нач}1} &= K_{123-1} U_{\text{нач}1}; \\ U'_{\text{нач}2} &= K_{123-2} U_{\text{нач}2}; \\ U'_{\text{нач}3} &= K_{123-3} U_{\text{нач}3}, \end{aligned}$$

где K_{123-1} , K_{123-2} и K_{123-3} – коэффициенты связи между фазами первой второй и третьей фазы второй цепи и цепи, находящейся в работе; $U_{\text{нач}1}$, $U_{\text{нач}2}$ и $U_{\text{нач}3}$ – начальные напряжения на фазах без учёта влияния другой цепи.

С учётом второй цепи для типовых опор ВЛ 35–330 кВ получено (в среднем):

$$\begin{aligned} U'_{\max 1} &\approx 2,1U_\phi; \\ U'_{\max 2} &\approx 2,4U_\phi; \\ U'_{\max 3} &\approx 2,6U_\phi. \end{aligned}$$

То есть, наличие второй включенной цепи значительно отражается в величине перенапряжений при коммутациях первой цепи 110–330 кВ. Коммутационные перенапряжения для двухцепных линий 35 кВ не актуальны, поскольку конструкция изоляции таких линий подразумевает большой запас по электрической прочности [4].

Перенапряжения при АПВ

Перенапряжения на второй цепи в цикле АПВ при симметричных отключениях в первой цепи приблизительно такие же, что и при оперативных (плановых) отключениях.

Что же касается отключений при несимметричных (однофазных и двухфазных) коротких замыканиях, то перенапряжения в первом приближении будут в $K_{\text{кз}}$ раз больше, чем при отключениях в симметричном трёхфазном режиме. Коэффициент $K_{\text{кз}}$ называется коэффициентом однофазного заземления [4] и определяется по формуле

$$K_{\text{кз}} = \frac{\sqrt{3(a^2 + a + 1)}}{2 + a},$$

где $a = x_0/x_1$, x_0 , x_1 – индуктивные сопротивления по нулевой и прямой последовательностям соответственно.

Обычно значение величины a не превышает 3. Так, если $a=2$, то

$$K_{\text{кз}} = \frac{\sqrt{3(2^2 + 2 + 1)}}{2 + 2} = \frac{\sqrt{21}}{4} = \frac{4,58}{4} = 1,145.$$

Большую опасность представляют перенапряжения в цикле включения АПВ. Их величина, как отмечалось выше, зависит от величины остающегося напряжения $U'_0 = U_0 + \Delta U_0$ на коммутируемой цепи перед включением (после бестоковой паузы АПВ $t_{\text{АПВ}}$).

Здесь U_0 – остающееся напряжение на коммутируемой цепи без учёта влияния работающей цепи, ΔU_0 – дополнительное (наведенное) напряжение на коммутируемой цепи от цепи, находящейся в работе.

Как отмечалось, U_0 зависит от времени бестоковой паузы АПВ $t_{\text{АПВ}}$, погодных условий (при отсутствии индуктивных элементов между фазными проводами ВЛ и землёй), а также наличия на линии упомянутых индуктивных элементов.

По результатам проведённых расчётов статистических характеристик кратности перенапряжений для двухцепных линий 110–330 кВ построены зависимости, приведённые на рис. 1, 2.

Как видно из приведённых графиков, наибольшие напряжения могут иметь место при АПВ и при отсутствии на линиях индуктивных элементов, независимо от схем их подключения. Подключение к ДВЛ электромагнитных трансформаторов напряжения, шунтирующих реакторов и силовых трансформаторов снижает перенапряжения, т. к. снижается скорость восстанавливающегося напряжения на контактах выключателей и вероятность возникновения опасных повторных зажиганий. Это приводит к тому, что статистические характеристики кратности перенапряжений при АПВ практически совпадают с таковыми при оперативных включениях.

Выводы

1. Проанализирована специфика возникновения и протекания процессов коммутационных перенапряжений в двухцепных воздушных линиях электропередачи. Дана классификация внутренних перенапряжений по источникам их возникновения.
2. Для двухцепных линий 35 кВ коммутационные перенапряжения не актуальны, поэтому влиянием одной цепи на другую можно пренебречь.
3. В сетях 110–330 кВ для расчёта коммутационных перенапряжений на одной из цепей двухцепной линии влиянием другой цепи пренебречь нельзя, поскольку оно может привести к значительным перенапряжениям.

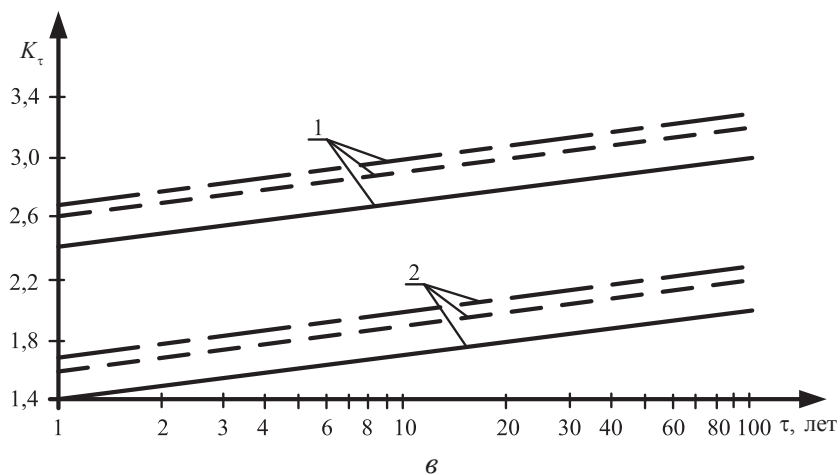
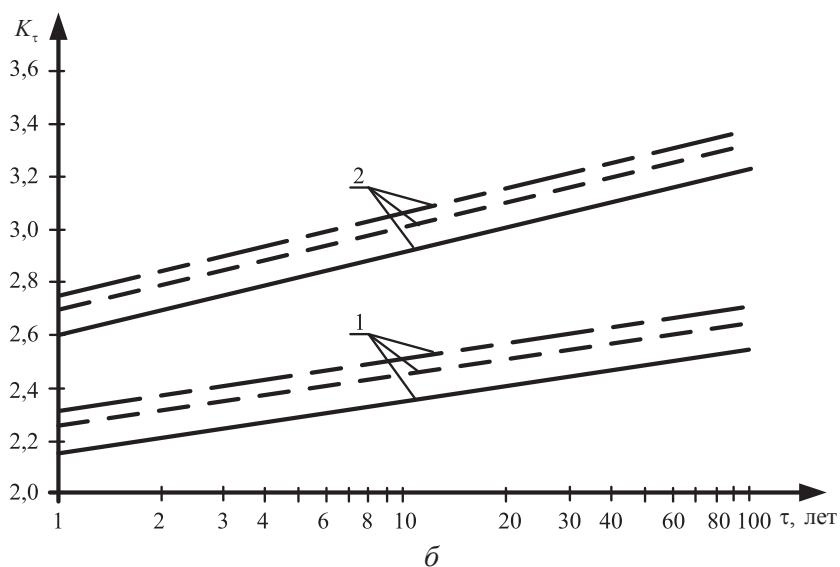
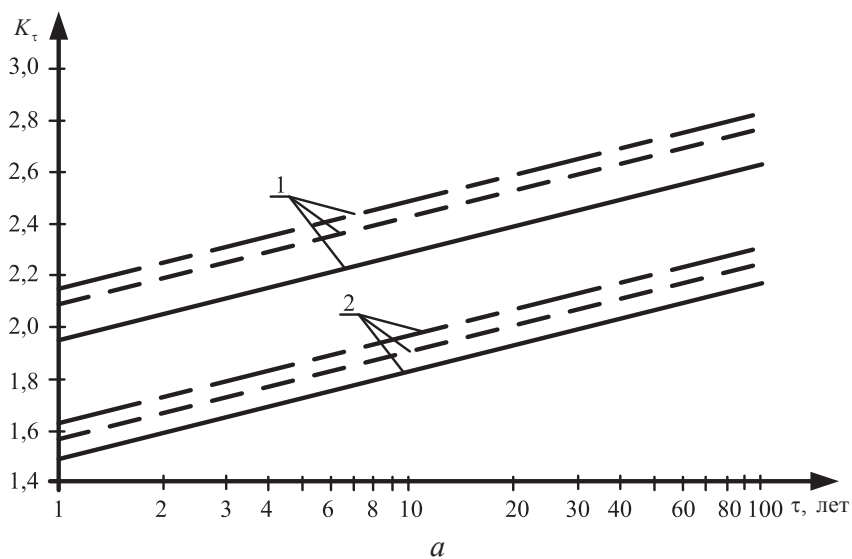


Рис. 1. Расчётная кратность перенапряжений K_τ , превышаемая в среднем 1 раз за τ лет на разомкнутом конце линий с электромагнитными трансформаторами напряжения и выключателями без повторных пробоев (а), с повторными пробоями на ДВЛ 110 кВ (б) и с повторными пробоями на ДВЛ 220 кВ (в) при плановых включениях и успешных АПВ (1) и при плановых отключениях и отключениях к.з. (2). — усредненная кривая, — верхняя граница 95%-го доверительного интервала; — верхняя граница 90%-го доверительного интервала

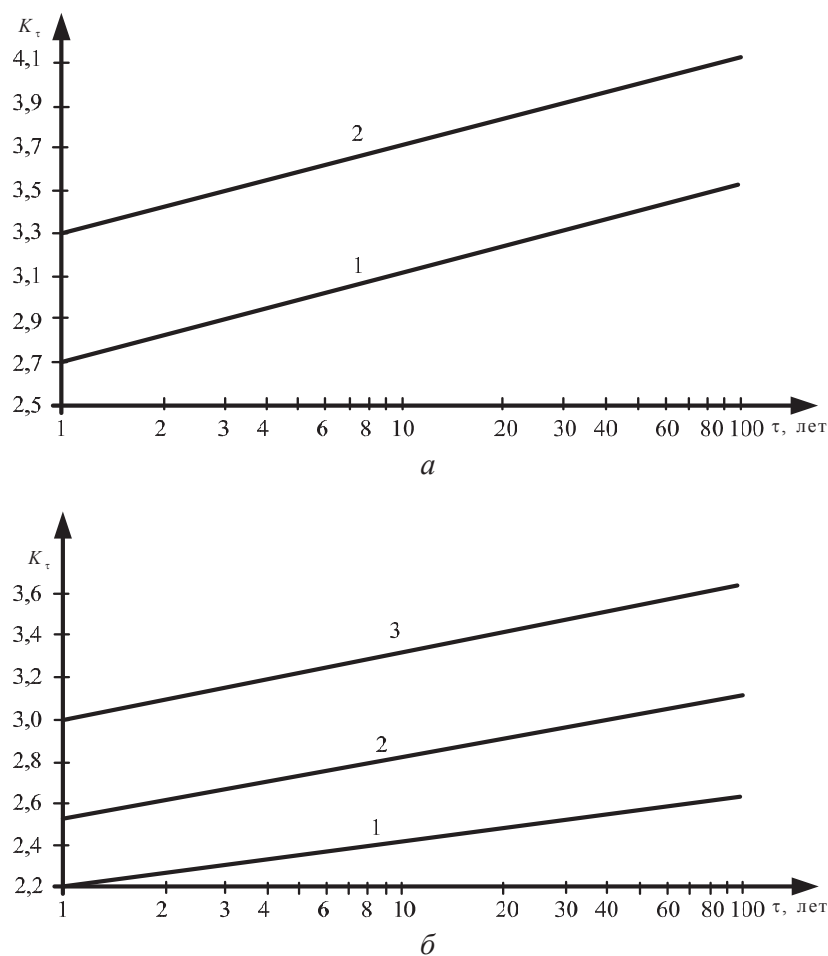


Рис. 2. Расчётная кратность перенапряжений K_τ , превышаемая в среднем 1 раз за τ лет на разомкнутом конце линий без трансформаторов и шунтирующих реакторов и с выключателями без опасных повторных зажигания (а) и допускающими повторные зажигания (б) при плановых включениях (1), при АПВ (2) и отключениях (3)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Халилов Ф.Х., Гольдштейн В.Г., Гордиенко А.Н., Пухальский А.А. Повышение надежности работы электрооборудования и линий 0,4–110 кВ нефтяной промышленности при воздействиях перенапряжений. – М.: Энергоатомиздат, 2006. – 356 с.
2. Бобров В.П., Гольдштейн В.Г., Халилов Ф.Х. Перенапряжения и защита от них в электрических сетях 110–750 кВ. – М.: Энергоатомиздат, 2005. – 216 с.
3. Гольдштейн В.Г. Статистические методы исследования электромагнитной совместимости электроустановок в электропитании от внешних атмосферных грозовых воздействий // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2002. – № 14. – С. 159–171.
4. Ведерников А.С., Гольдштейн В.Г., Халилов Ф.Х. К вопросу о моделировании систем грозозащиты двухцепных ЛЭП 35–220 кВ // Известия вузов. Электромеханика. – 2011. – № 3. – С. 38–40.
5. Халилов Ф.Х. Перенапряжения в электрических сетях. Ч. 2. – СПб., 2004. – 75 с.

Поступила 24.01.2012 г.

УДК 621.316.925.4:519.21

ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ДИСТАНЦИОННЫХ РЕЛЕЙНЫХ ЗАЩИТ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ЛИНИЙ

Чан Хоанг Куанг Минь, А.В. Шмойлов

Томский политехнический университет
E-mail: thqminhkt@gmail.com

Рассматривается алгоритм оценки технического эффекта и технической эффективности дистанционной релейной защиты линий. Дается обоснование составляющих данных выражений: коротких замыканий на защищаемой линии как потенциально возможного эффекта, также потерь: отказов срабатывания излишних и ложных действий.

Ключевые слова:

Техническая эффективность; дистанционная релейная защита; электрическая сеть; плотность распределения вероятностей; закон распределения вероятностей.

Key words:

Technical efficiency; distance relay protection; electric network; probability distribution density; probability distribution function.

Введение

Оценка технической эффективности функционирования релейной защиты (РЗ) как разности потенциально возможного эффекта в виде показателя коротких замыканий (КЗ) на защищаемом объекте и потерь (отказы срабатывания, ложные и излишние действия), отнесенной к потенциальному эффекту, является актуальной задачей проектирования и эксплуатации РЗ электрооборудования и электрических сетей. Поэтому данному вопросу всегда уделялось внимание при анализе статистики работы средств РЗ, например, [1]. Однако при этом возникают проблемы представительности разных составляющих статистических данных указанной разности. Некоторые данные, например, КЗ являются довольно массовыми, а такие события как отказы срабатывания релейной защиты при внутренних КЗ, излишние действия при внешних КЗ, ложные действия при ненормальных, например, асинхронных, неполнофазных режимах являются весьма редкими. В связи с этим неправомерно использовать статистические характеристики с разной достоверностью в интересующем критериальном функционале. Поэтому становится актуальной проблема обеспечения статистической адекватности всех составляющих в рассматриваемом функционале.

Логичным путем разрешения данной проблемы может быть разработка расчетных методов формирования бедной статистики одних событий по достаточно полноценной статистике других событий. Этот путь фактически реализован в известном правиле теории вероятностей определения вероятности совместного осуществления или произведения случайных событий, т. е. правиле умножения вероятностей или умножения вероятности одного события на условную вероятность другого события при условии, что первое произошло. Если первое событие является весьма достоверным, т. е. статистика этого события является представительной, и если условная вероятность второго события как малая доля достоверности первого события логиче-

ским или расчетным способом найдена достаточно точно и однозначно, то незначительные значения вероятности совмещения правомерно считать точно и однозначно полученными. Гарантом при этом является вероятность весьма достоверного события.

В ряде практических случаев такие ситуации имеют место, когда практически точная оценка доли или условной вероятности интересующего редкого события, например, отказов срабатывания при КЗ, ложного действия при неполнофазных или асинхронных режимах могут быть найдены практически точно.

Одной из таких логико-расчетных процедур для целей, прежде всего основных (первой и второй) ступеней дистанционной релейной защиты является следующая цепь логических рассуждений. Чтобы иметь меньшие потери в сети от потоков реактивной мощности стремятся обеспечить одинаковые или близкие по величине напряжения вдоль ветвей и в узлах сети. Это обуславливает практически равные вероятности КЗ в разных точках линий и, следовательно, равные вероятности сопротивлений, замеряемых дистанционной РЗ от мест размещения ее на концах линии до места КЗ на линии. Названные равные вероятности сопротивлений от мест расположения комплектов дистанционной защиты на концах двухконцевой линии до места КЗ означает, что закон распределение вероятностей (ЗРВ) сопротивлений при КЗ на линиях, замеряемых каждым комплектом РЗ, оказывается равномерным. Это распределение вероятностей является условным. Условием является пространство конкретной линии, на котором произошло КЗ.

Другой логико-расчетной процедурой, разработанной в Томском политехническом университете, является метод селекции границ исходных и выходных данных [2–4], позволяющий по ЗРВ аргументов функциональной зависимости получать приближенно, но быстро ЗРВ разных функциональных зависимостей любой размерности, например, замеряемого сопротивления резервирующей

степени дистанционной защиты линии. Такие ЗРВ следует рассматривать при определении составляющих технического эффекта и потерь как условные, т. к. они относятся к вполне определенной функциональной зависимости электрической величины (сопротивления) конкретной ветви схемы электрической сети. Для случаев, когда вид ЗРВ функциональной зависимости известен заранее (например, нормальный ЗРВ для массовых сумм составляющих-аргументов или линейной комбинации степенного разложения функциональной зависимости), метод селекции границ исходных и выходных данных позволяет найти параметры ЗРВ функциональных зависимостей практически точно [3].

Основная часть

С учетом изложенного далее рассматриваются определение, анализ и использование критерия технической эффективности, а также числителя этого критерия (разности потенциального эффекта и потерь, который называется техническим эффектом) для дистанционных защит (ДЗ) линий. Потери обычно подразделяют на несколько составляющих, обусловленных разными причинами: отказами аппаратуры, ошибками эксплуатирующего персонала, стихийными бедствиями, функционированием сети и РЗ. В данной работе рассматриваются

потери, обусловленные функционированием сети и РЗ, т. е. определяемые условиями разной топологии сети, режимов источников, коммутационных состояний, видов КЗ, рабочих, асинхронных и неполнофазных ненормальных режимов. Такой выбор сделан потому, что указанные условия функционирования могут быть изменены проектировщиками, расчетчиками и эксплуатационным персоналом путем изменения уставок, которые зависят от названных факторов через параметр реагирования. От других причин: аппаратурных отказов, ошибок персонала, стихийных событий настройка РЗ не зависит.

Особенность дистанционной РЗ, состоит в реагировании на конструкторский параметр КЗ сопротивление. Этот параметр реагирования распределен по наиболее простому и с конечными конкретными границами равномерному ЗРВ на пространстве каждой линии и других компонентов сети. Поэтому целесообразно алгоритм технической эффективности построить с обязательным сохранением использования равномерного ЗРВ. Эта рекомендация относится ко всем ступеням дистанционной защиты (ДЗ), однако наиболее просто и однозначно в виде простейшей короткозамкнутой цепи, она реализуется при замерах сопротивлений от начала защищаемых линий до мест КЗ на них.

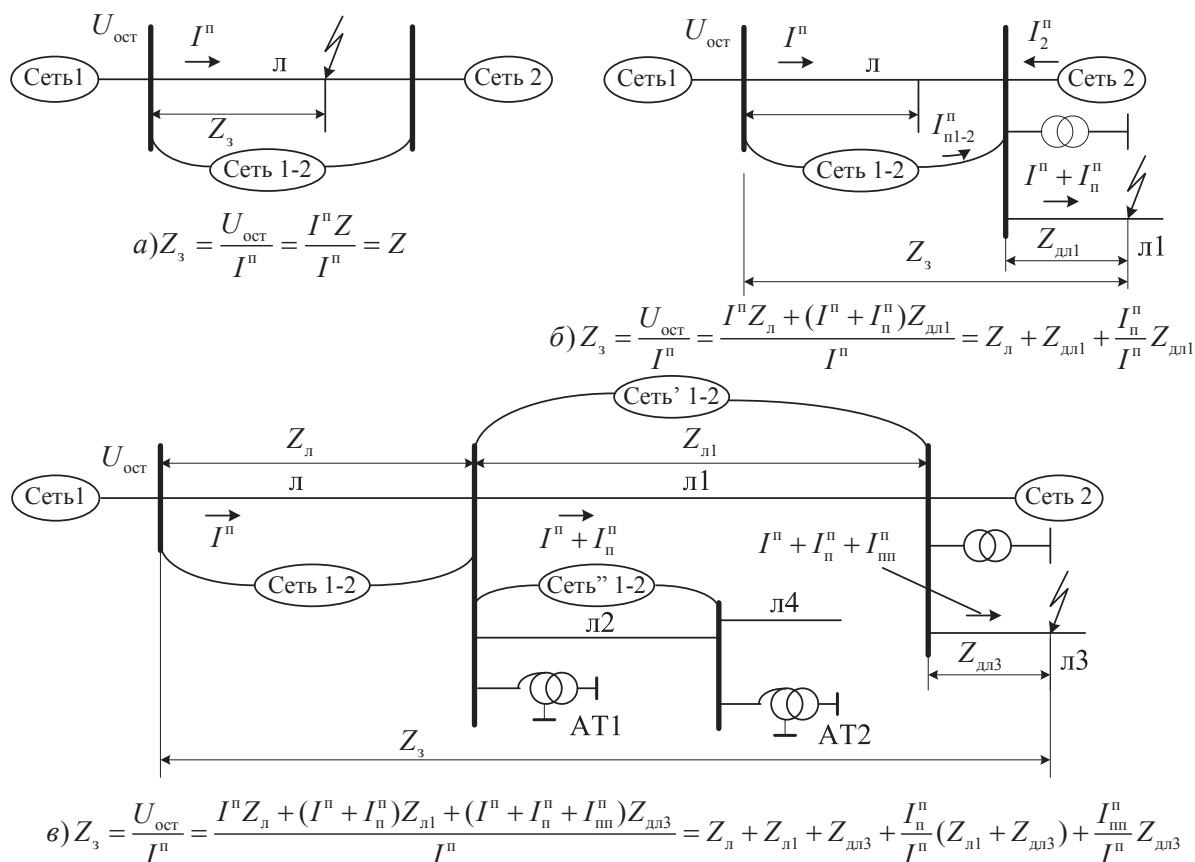


Рис. 1. Измерение сопротивления короткозамкнутой цепи дистанционной релейной защиты при КЗ на: а) защищаемой; б) предыдущей линии и в) предыдущей к предыдущей линии

При замерах в условиях КЗ на предыдущих элементах сети (отходящих от шин противоположных подстанций в направлении действия ДЗ) необходимо учитывать подпитки места КЗ от дополнительных источников, подключенных к противоположным подстанциям каждой защищаемой линии. При замерах КЗ на предыдущих к предыдущим компонентах сети, которые фиксирует резервирующая ступень ДЗ, необходим также дополнительный учет подпиток от источников, подключенных к противоположным подстанциям предыдущих элементов. Наглядное представление о измеряемом сопротивлении Z , дано на рис. 1.

Распределение вероятностей сопротивлений от начала каждой линии до места КЗ на ней, также сопротивлений схем замещения трансформаторных элементов в условиях электрических величин каждого компонента схемы замещения принято равномерным, т. е. ПРВ на каждом компоненте или его участке неоднородности обратно пропорционально сопротивлению этого участка. Как показывает анализ, данное предположение имеет место в чистом виде для каждого из участков линий, также достаточно приемлемо для межобмоточных сопротивлений трансформаторных элементов. Последнее правомерно, т. к. значения напряжений относительно земли пространства между выводами обмоток в рабочих режимах логично предположить не сильно изменяющимися, а, следовательно, можно принять практически равномерное распределение межобмоточных сопротивлений от выводов обмоток до места виртуального КЗ пространства между данными выводами. Что касается лучевых сопротивлений звездчатых преобразований многоугольников из межобмоточных сопротивлений, то распределение вероятностей сопротивлений частей этих лучей от выводов обмоток до виртуального места КЗ следует принять также равномерным как составляющих равномерно распределенных межобмоточных сопротивлений.

Проведенный ранее анализ технического эффекта и технической эффективности показал, что составляющие этих критериев (потенциально-возможный эффект и потери) могут быть выражены в двух вероятностных формах: в виде параметров потоков событий или вероятностей состояний. Более полными и диверсифицируемыми под интересующие конкретные задачи являются вероятности состояний, т. к. в них учтены как частоты явлений (событий, или начала состояний), так и продолжительности состояний, определяемые смыслом состояний (последствия событий).

Так, после КЗ можно рассматривать состояние обнаружения КЗ измерительными органами РЗ, которое длится на протяжении нескольких периодов промышленного тока (сотые доли секунды), состояние отключения КЗ в течение суммы времен: обнаружения КЗ, выдержки времени ступени защиты и времени работы силового выключателя (доли секунды или несколько секунд), отключенного состояния в течение от момента КЗ до окон-

чания аварийного ремонта. Ясно, что состояние, предшествующее включению в работу отремонтированного поврежденного при КЗ силового элемента, мало или ничего не имеет общего с состоянием обнаружения КЗ релейной защитой.

Во всех названных случаях параметр потока КЗ один, но состояния принципиально разные, каждое из которых имеет смысл в рамках разных задач. Поэтому для формирования компонентов технического эффекта и технической эффективности в качестве вероятностной характеристики выбрана не параметры потоков событий, а интересные состояния после КЗ, которые определяют функционирование РЗ.

Технический эффект E в вероятностной форме каждой ступени ДЗ может быть представлен выражениями при КЗ:

- междуфазных

$$E_{\text{№к}}^{\text{с,м}} = p(A_{\text{№к}}^{\text{с,м}}) - p(O_{\text{№к}}^{\text{с,м}}) - p(L_{\text{№к}}^{\text{э}}) - p(L_{\text{№к}}^{\text{ап,м}}) - p(I_{\text{№к}}^{\text{с,м}}),$$

- на землю

$$E_{\text{№к}}^{\text{с,1}} = p(A_{\text{№к}}^{\text{с,1}}) - p(O_{\text{№к}}^{\text{с,1}}) - p(L_{\text{№к}}^{\text{э}}) - p(L_{\text{№к}}^{\text{ап,1}}) - p(I_{\text{№к}}^{\text{с,1}}),$$

где буквой p обозначены вероятности событий: A – КЗ на защищаемой линии, O – отказов срабатывания, L – ложных, I – излишних действий; нижние индексы означают: № – номер защищаемой линии, k – обозначение ее концов; верхние индексы: c – обозначение ступеней, например I, II, III, m – междуфазных, 1 – однофазных КЗ, э – рабочих эксплуатационных состояний, ар – асинхронных режимов, нпф – неполнофазных режимов.

Первая составляющая выражений $p(A_{\text{№к}}^{\text{с,м}})$ и $p(A_{\text{№к}}^{\text{с,1}})$ – это потенциально-возможный эффект, на который рассчитывается ДЗ, а остальные – соответствующие потери.

Далее приводится формирование составляющих технического эффекта для компонентов ДЗ от междуфазных КЗ для одного из концов линии, например, $k=1$.

Первая составляющая технического эффекта $p(A_{\text{№к}}^{\text{с,м}})$ как имеющая достаточно представительную статистику при КЗ на защищаемой линии определяется выражениями:

$$p(A_{\text{№к}}^{\text{с,м}}) = \omega_{\text{№к}}^{(\text{м})} \cdot m(T_{\text{№к1}}^{\text{с,м}}),$$

$$\omega_{\text{№к}}^{(\text{м})} = \omega_{\text{№к}} - \omega_{\text{№к}}^{(1)} = \omega_y [1 - p(K1)] \cdot \frac{l_{\text{№к}}}{100},$$

где $\omega_{\text{№к}}^{(\text{м})}$ – параметр междуфазных КЗ защищаемой линии; $\omega_{\text{№к}}^{(1)}$ – то же самое при однофазных КЗ; ω_y – удельный параметр потока КЗ на 100 км длины, который зависит от класса напряжения сети; $p(K1)$ – среднее значение вероятности однофазных КЗ в высоковольтных сетях; $l_{\text{№к}}$ – длина в км защищаемой линии; $m(T_{\text{№к1}}^{\text{с,м}})$ – средняя продолжительность обнаружения и отключения КЗ для c -й ступени при междуфазных КЗ.

Другие составляющие (потери отказов срабатывания, излишних действий, ложных действий при асинхронных и неполнофазных режимах) статистически существенно менее представительны. Поэтому их вероятности, приведенные к одним и тем условиям, определяются путем совмещения с более представительными событиями, с которыми они происходят, т. е. как произведение безусловных вероятностей последних на условные вероятности указанных потерь. Первые из данных вероятностей определяются как произведения естественно-безусловных параметров потоков представительных событий на среднюю продолжительность их формирования, а вторые условные вероятности находятся по модификациям метода СГИД [3].

Таким образом, вероятность отказов срабатывания определяется по выражению:

$$p(O_{\text{№},1}^{c,m}) = p(O_{\text{№},1}^{c,m}/A_{\text{№}}^{c,m}) p(A_{\text{№}}^{c,m}),$$

а вероятность ложных действий при асинхронных режимах по следующей системе выражений:

$$p(L_{\text{№},1}^{\text{ap}}) = p(L_{\text{№},1}^{\text{ap}}/AP_{\text{№}}) p(AP_{\text{№}}),$$

$$p(AP_{\text{№}}) = \omega_{\text{№}}^{\text{ap}} m(T_{\text{№}}^{\text{алар}}), \quad \omega_{\text{№}}^{\text{ap}} = \frac{1}{m(T_{\text{мар}})},$$

где $AP_{\text{№}}$ – событие асинхронного режима по защищаемой линии; $\omega_{\text{№}}^{\text{ap}}$ – параметр потока $AP_{\text{№}}$ в предположении экспоненциального ЗРВ времени между этими событиями; $m(T_{\text{мар}})$ – средняя продолжительность между наблюдаемыми событиями возникновения асинхронных режимов, фиксируемая отчетной статистикой российских энергосистем; $m(T_{\text{№}}^{\text{алар}})$ – средняя продолжительность (уставка времени) действия автоматики ликвидации асинхронного режима.

Вероятность излишних действий формируется с помощью выражения:

$$p(I_{\text{№},1}^{c,m}) =$$

$$= \sum_{\pi=1}^{n_{\pi}} \left[\frac{1}{2} p(D_{\pi,1}^{c,m}/BK_{\pi}^{\text{№}1}) + p(O_{\pi,1}^{c,m}/BK_{\pi}^{\text{№}1}) \right] \times p(BK_{\pi}^{\text{№}1}),$$

где излишние действия рассматриваемой ступени $I_{\text{№},1}^{c,m}$ сформированы за счет функциональных действий $D_{\pi,1}^{c,m}$ и отказов в срабатывании $O_{\pi,1}^{c,m}$ комплекта $\pi, 1$ равновременной c -й ступени ступенчатой защиты π -й предыдущей линии, либо в целом π -й дифференциальной защиты π -го предыдущего трансформатора или автотрансформатора, быстродействующей основной РЗ линий с обменом информацией между комплектами на концах линии, $(1/2) p(D_{\pi,1}^{c,m}/BK_{\pi}^{\text{№}1})$, $p(O_{\pi,1}^{c,m}/BK_{\pi}^{\text{№}1})$ – условные вероятности излишних действия c -й ступени комплекта рассматриваемой ДЗ №, 1 при КЗ на предыдущем π -ом элементе $BK_{\pi}^{\text{№}1}$ и при действии $D_{\pi,1}^{c,m}$ и отказе $O_{\pi,1}^{c,m}$ c -й ступени ближайшего к ДЗ №, 1 комплекта $\pi, 1$ π -го предыдущего элемента, причем коэффициент $1/2$ учитывает случаи излишних действий c -й ступени рассматриваемой ДЗ №, 1 за счет правильного действия c -й ступени ДЗ $\pi, 1$ π -го предыдущего элемента при равноновременных выдержках времени названных ступеней, т. е. вследствие взаимодействия ступеней с одинаковой выдержкой времени, когда только и возможно указанное излишнее действие; $p(BK_{\pi}^{\text{№}1})$ – вероятность состояния КЗ на π -м предыдущем элементе, попадающем в зону действия c -й ступени рассматриваемой ДЗ № 1.

Вероятность ложных действий в эксплуатационных условиях находится по формуле:

$$p(L_{\text{№},1}^3) = p(L_{\text{№},1}^3/\text{Э}) p(\text{Э}),$$

где безусловная вероятность эксплуатационного состояния определяется как вероятность противоположного события всех ранее указанных состояний, т. е.

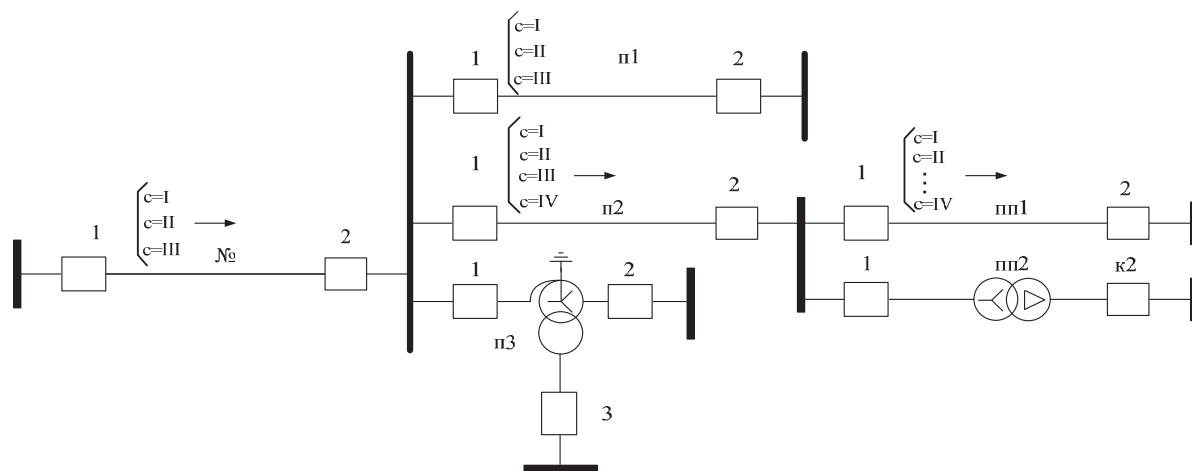


Рис. 2. Размещение релейных защит в сети: на линиях №, п1, пп1 с концами 1 и 2; на автотрансформаторе п2 с выводами 1, 2, 3, также обозначениями №, п, пп – основных защит и с – ступеней ступенчатых защит

$$p(\mathcal{E}) = 1 - p(A_{N_0}^{c,m}) - p(AP_{N_0}) - \sum_{n=1}^{n_n} p(BK_n^{N_0,1}).$$

Вероятности состояний внешних КЗ $p(BK_n^{N_0,1})$ определяются границей уставки $z_{n,N_0,1}^{c,m}$ каждой ступени рассматриваемой ДЗ №,1 в координатах защиты на захватываемом ДЗ №,1 поле предыдущих элементов. Указанные границы и вероятности формируются с помощью разных последовательностей формул.

В случае ступенчатой дистанционной РЗ на предыдущей линии п1 граница каждой ступени ДЗ №,1 определяется через коэффициент токораспределения между защитами №,1 и п1,1, причем для ДЗ от междуфазных КЗ могут использоваться токи трехфазного КЗ, т. е.

$$z_{n,N_0,1}^{c,m} = (z_{N_0,1}^{c,m} - z_{N_0})k_{N_0,1-p1,1},$$

где z_n – сопротивление защищаемой линии №, а коэффициент токораспределения между защитами №,1 и п1,1 определяется отношением токов через эти защиты при КЗ на п-м предыдущем элементе.

Сама вероятность $p(BK_n^{N_0,1}) = \omega_{n,N_0,1}^{c,m} m(T_{N_0,1}^{c,m})$ является произведением параметра потока КЗ $\omega_{n,N_0,1}^{c,m}$ в зоне, захватываемой на п-м предыдущем элементе с-й ступенью ДЗ №,1, на среднюю продолжительность действия (уставку) этой защиты $m(T_{N_0,1}^{c,m})$. Параметр потока $\omega_{n,N_0,1}^{c,m}$ определяется для п-й предыдущей линии по выражению:

$$\omega_{n,N_0,1}^{c,m} = \omega_{n,N_0,1} - \omega_{n,N_0,1}^{(1)} = \omega_y [1 - p(K1)] \frac{l_{n,N_0,1}}{100},$$

где $l_{n,N_0,1} = \frac{z_{n,N_0,1}^{c,m}}{z_{yn}}$ – длина в км, захватываемая с-й

ступенью ДЗ №,1 на п-м предыдущем элементе, z_{yn} – удельное сопротивление на один километр длины предыдущей линии, остальные составляющие аналогичны вышеприведенному выражению на с. 74 для защищенной линии.

В случае п-го предыдущего трансформатора и автотрансформатора обсуждаемый параметр потока $\omega_{n,N_0,1}^{c,m}$ может быть найден по выражению

$$\omega_{n,N_0,1}^{c,m} = \frac{z_{n,N_0,1}^{c,m}}{z_T} \omega_T^m,$$

где z_T – межобмоточное сопротивление трансформатора (автотрансформатора); $\omega_T^m = [1 - p(K1)] \omega_T$ – параметр потока многофазных КЗ трансформатора (автотрансформатора); ω_T – параметр потока повреждений трансформатора (автотрансформатора).

Условные вероятности $p(D_{n1}^{c,m}/BK_n^{N_0,1})$, $p(O_{n1}^{c,m}/BK_n^{N_0,1})$ при равномерном ЗРВ по пространству п-го предыдущего элемента определяются как произведение ПРВ $c_n(z) = 1/z_n$ равномерного ЗРВ и промежутками сопротивления прямой последовательности z_n п-го предыдущего элемента, формируемыми границей с-й ступени рассматриваемой защиты линии № 1 и уставками ступенчатых защит п1,1, п2,1 или защит с жестким выделением областей действия п-х

предыдущих элементов (трансформаторов, автотрансформаторов). Так, в случае п1-й предыдущей линии можно получить:

- при $z_{n1,N_0,1}^{c,m} < z_{n1,1}^m$ (рис. 3, а)

$$p(D_{n1,1}^{c,m}/BK_{n1}^{N_0,1}) = c_n(z) z_{n1,N_0,1}^{c,m};$$

- при $z_{n1,N_0,1}^{c,m} > z_{n1,1}^m$ (рис. 3, б)

$$p(D_{n1,1}^{c,m}/BK_{n1}^{N_0,1}) = c_{n1}(z) z_{n1}^m,$$

$$p(O_{n1,1}^{c,m}/BK_{n1}^{N_0,1}) = c_{n1}(z)(z_{n1,N_0,1}^{c,m} - z_{n1}^m),$$

где z_{n1}^m – сопротивление уставки РЗ п-го предыдущего элемента, причем в случае ДЗ на этом элементе $z_{n1}^m = z_{n1,1}^{c,m}$.

Уставки всех РЗ на каждом предыдущем элементе целесообразно указать или привести в виде сопротивления, т. к. сопротивления короткозамкнутых цепей распределены по равномерному ЗРВ, который позволяет просто вычислять условные вероятности действий и отказов срабатывания защит предыдущих компонентов. Поэтому ниже рассматривается преобразование уставок токовых защит к виду сопротивлений, что в каждом случае обеспечивается рядом необходимых исходных данных и алгоритмических выражений и преобразований.

В случае дифференциальной токовой защиты на предыдущем автотрансформаторе п3 (рис. 2) исходные данные это: уставка в естественных координатах дифференциального тока чувствительной ступени, которая обозначена i_{n3}^{cs} , уставка в координатах дифференциального тока грубой ступени i_{n3}^{gr} , также i_a^c – максимальный сквозной ток при внешних КЗ, $k_{np} = 1,5 i_a^c / i_{n3}^{gr}$ – коэффициент преобразования уставки из координат дифференциального тока в координаты сквозного тока, $i_{n3}^{cs} = i_{n3}^{gr} k_{np}$ – уставка чувствительной ступени в координатах сквозного тока. Далее производится проверка минимальной чувствительности чувствительной ступени при двухфазных и однофазных КЗ на каждой стороне при отключенном выключателе на этой стороне и вычислении остаточных фазных напряжения на других сторонах.

Коэффициент чувствительности дифференциальной защиты автотрансформатора рассматривается для всех расчетных случаев, но выбирается минимальное значение соответственно для двух- и однофазных КЗ. Уставка дифференциальной защиты в виде сопротивления определяется соотношением максимального остаточного напряжения при двух- и однофазном КЗ на той стороне автотрансформатора, на которых чувствительность дифференциальной защиты получается минимальной. Так, для междуфазных КЗ, чувствительность при которых проверяется по двухфазным КЗ, искомое сопротивление уставки будет $z_{n3}^m = (u_{фост.п3}^{(2)} / i_{n3}^{cs}) k_{чщп}^{(2)}$, причем $u_{фост.п3}^{(2)} = \max\{u_C^{(2,B)}, u_H^{(2,B)}\}$ или $\max\{u_C^{(2,C)}, u_H^{(2,C)}\}$ или $\max\{u_C^{(2,H)}, u_H^{(2,H)}\}$, а минимальный $k_{чщп}^{(2)}$ получается соответственно при КЗ на высшей (В), средней (С) или низшей (Н) стороне автотрансформатора. При однофазных КЗ сопротивление уставки находится

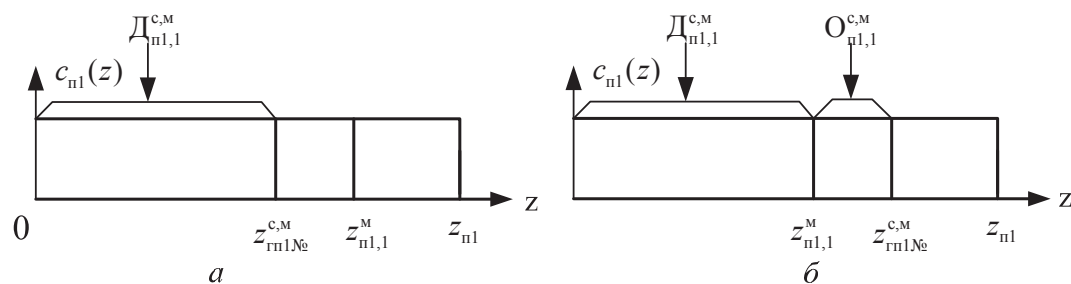


Рис. 3. Области отказа срабатывания и действия ДЗ на предыдущей линии $p1$

по выражению $z_{п3}^{(1)} = (u_{\text{фост.п3}}^{(1)} / i_{п3}^{c(1)}) \cdot k_{\text{чпп}}^{(1)}$, причем $u_{\text{фост.п3}}^{(1)} = (u_c^{(1,B)} \text{ или } u_H^{(1,C)})$, а минимальный $k_{\text{чпп}}^{(1)}$ рассчитывается при двухфазных КЗ на высшей (В) или средней (С) стороне автотрансформатора.

В случае ступенчатой токовой защиты нулевой последовательности на предыдущей линия $p1$ (рис. 2) в качестве исходных данных рассматриваются уставки ступеней $i_{п1,1}^c$. Далее определяются минимальные коэффициенты чувствительности $k_{\text{чпп1,1}}^{c(1)}$ при одно- и $k_{\text{чпп1,1}}^{c(4)}$ двухфазном КЗ на землю в предопределяемом руководящими указаниями месте (удаленные или противоположные концы предыдущих линий), а также фазные напряжения $u_{\text{фн1,1}}^{c(1)}$, $u_{\text{фн1,1}}^{c(4)}$ и токи $i_{п1,1}^{c(1)}$, $i_{п1,1}^{c(4)}$ в месте расположения защиты линии $p1$ при проверке ее чувствительности. На основании этой информации определяются уставки в виде сопротивления при двух- и однофазном КЗ на землю:

$$z_{п1,1}^{c(4)} = \frac{u_{\text{фн1,1}}^{c(4)}}{i_{п1,1}^{c(4)}} \cdot k_{\text{чпп1,1}}^{c(4)}, \quad z_{п1,1}^{c(1)} = \frac{u_{\text{фн1,1}}^{c(1)}}{i_{п1,1}^{c(1)}} \cdot k_{\text{чпп1,1}}^{c(1)}$$

Аналогичны исходные данные и преобразования имеют место в случае токовых защит, реагирующих на полные фазные величины, т. е. уставки ступеней $i_{п1,1}^c$, минимальный коэффициент чувствительности $k_{\text{чпп1,1}}^{c(2)}$ при двух- и $k_{\text{чпп1,1}}^{c(1)}$ однофазном КЗ, также фазные напряжения $u_{\text{ф№,1}}^{c(1)}$, $u_{\text{ф№,1}}^{c(2)}$ и токи $i_{№,1}^{c(1)}$, $i_{№,1}^{c(2)}$ на предыдущих линиях при проверке её чувствительности в месте расположения защиты соответственно при двухфазном и однофазном КЗ. Тогда уставки в виде сопротивления при двухфазном и однофазном КЗ на землю будут:

$$z_{№,1}^{c(2)} = \frac{u_{\text{ф№,1}}^{c(2)}}{i_{№,1}^{c(2)}} \cdot k_{\text{чпп№,1}}^{c(2)}, \quad z_{№,1}^{c(1)} = \frac{u_{\text{ф№,1}}^{c(1)}}{i_{№,1}^{c(1)}} \cdot k_{\text{чпп№,1}}^{c(1)}$$

Аналогично расписывается алгоритм для однофазных комплектов ДЗ.

Представленные алгоритмы были применены для первой ступени ДЗ одной из линий Тюменской энергосистемы. Технический эффект первой ступени ДЗ составил при междуфазных КЗ $E_{№,1}^{1,M} = 35,9 \cdot 10^{-10}$, при однофазных – $E_{№,1}^{1,M} = 132,45 \cdot 10^{-10}$. Соответствующая техническая эффективность при междуфазных КЗ $E_{№,1}^{1,M} = 78,2 \%$, а однофазных КЗ $E_{№,1}^{1,M} = -116 \%$.

Получение отрицательного эффекта при однофазных КЗ, как видно из представленных вычислений, обусловлены очень большим числом ложных

действий, которое может быть снижено путем закругления уставки. Оптимальные значения уставок в обоих случаях имеют место при снижении уставок относительно первоначальных, равных сопротивлению линии. Следует отметить незначительный удельный вес излишних действий при принятых коэффициентах приведения их к отказам срабатывания. При этом имеет место явная зависимость от количества и номенклатуры предыдущих присоединений, что не учитывается в отчетной и справочной статистике. Незначительной является составляющая ложных действий при асинхронном режиме. Влияние неполнофазного режима учтено только при определении вероятности эксплуатационных режимов, а при вычислении технического эффекта не учтено в предположении вывода из работы дистанционных защит устройством однофазного автоматического повторного включения.

Заключение

1. Представлен вероятностный алгоритм настройки дистанционной релейной защиты сетей, основанный на количественной мере технической эффективности, который позволяет определять оптимальную уставку, оценивать степень объективной полезности выбранной уставки, полученной путем применения экспертно-руководящего метода или интуитивно назначенной профессионалом.
2. С появлением объективного критерия и аппарата для расчета оптимальных уставок в эксплуатационных условиях и основы для автоматической настройки гибких релейных защит появилась перспектива оперативного использования свойства гибкости цифровых релейных защит.
3. Предложенный вероятностный метод позволяет оптимально настроить все каналы релейных защит сети и объективно оценить возможности желаемого изменения уставок.
4. Разработка полной программы, реализующей алгоритм, позволит сократить или полностью исключить рутинный труд расчета уставок релейной защиты. Такая программа может служить инструментом для проектирования, эксплуатации и наладки релейной защиты и автоматики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федосеев А.М. Релейная защита электроэнергетических систем. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 520 с.
2. Shmoilov A.V. Probability technologies in electric power industry // Proc. 6th Russian-Korean Intern. Symp. on Science and Technology KORUS-2002. – Novosibirsk, 2002. – V. 2. – P. 421–424.
3. Шмойлов А.В., Кривова Л.В., Стоянов Е.И., Игнатъев К.В. Вероятностный метод селекции границ интервалов данных для

- задач электроэнергетики // Известия вузов. Сер. Проблемы энергетики. – 2008. – № 7–8/1. – С. 144–155.
4. Prutik A.F., Shmoilov A.V. Setting-up algorithms of relay protection // Proc. IV Intern. Forum on Strategic Technology (IFOST 2009). – Ho Chi Minh, Vietnam, October 21–23, 2009. – Ho Chi Minh: City University of Technology, 2009. – P. 45–50.

Поступила 18.05.2011 г.

УДК 621.373.1

**ПРИМЕНЕНИЕ ПРИНЦИПА СИММЕТРИИ
ПРИ СИНТЕЗЕ СТРУКТУР ГЕНЕРАТОРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ**

Ю.К. Рыбин

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

Обсуждается возможность применения принципа симметрии при синтезе генераторов электрических сигналов и измерительных преобразователей. Показано, что синтез таких систем выполняется путём обращения определённых операторов элементов системы: комплексных передаточных, амплитудно-частотных, фазово-частотных или амплитудных характеристик. Предлагаемый метод продемонстрирован для синтеза колебательных систем генераторов электрических сигналов, однако он может найти применение при анализе любых циклических процессов.

Ключевые слова:

Принцип симметрии, измерительный преобразователь, прямое преобразование, обратное преобразование, колебательная система, активный нелинейный элемент, условия баланса амплитуд и баланса фаз.

Key words:

Symmetry principle, converter measurement, inverse transformation, the oscillating system, active nonlinear element, balances of amplitude and phase.

Введение

Принцип симметрии нашёл широкое применение в геометрии, теории дифференциальных уравнений, физике [1–3] и т. д. В любой области естествознания он позволяет создать новые решения и находить новые закономерности. Применение принципа симметрии к синтезу структур измерительных преобразователей рассмотрено в работе [4]. В этой статье обсуждаются применения принципа симметрии для синтеза структур генераторов электрических сигналов.

Вначале рассмотрим модель некоторого обобщенного преобразователя. В таком преобразователе входные сигналы множества X преобразуются в выходные сигналы множества Y под действием оператора A . Упорядоченная тройка (A, X, Y) полностью характеризует преобразование. В теории множеств функция (оператор) A каждому элементу множества X сопоставляет один элемент множества Y . Эта тройка связана прямым или, если существует обратный оператор, обратным уравнениями

$$Y = AX, \quad X = A^{-1}Y. \quad (1)$$

В качестве величин X и Y могут быть числа, функции, а в качестве оператора A – функции, функционалы или функциональные операторы. Уравнения (1) описывают один и тот же преоб-

разователь. Если же, наоборот, величины Y рассматривать как входные, а X как выходные, то можно записать аналогичные уравнения, описывающие обратное преобразование. На рис. 1 показано соединение прямого (ПП) и обратного (ОП) преобразователей.

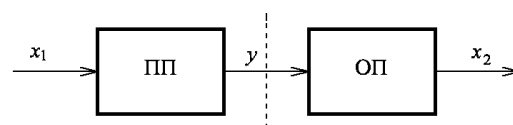


Рис. 1. Взаимно обратные преобразования в системе обработки сигнала

Величины x_1 и x_2 это любые физические величины, в том числе напряжения и токи. Эти величины связаны прямыми и обратными уравнениями:

$$\begin{cases} y = Ax_1; \\ x_1 = A^{-1}y; \end{cases} \quad \begin{cases} x_2 = By; \\ y = B^{-1}x_2. \end{cases} \quad (2)$$

Если оператор обратного преобразования B равен $B = A^{-1}$, то уравнения обратного преобразователя по форме совпадают с уравнениями прямого преобразователя, более того, если сигнал с выхода ПП подать на вход ОП, то на выходе последнего получится точная копия входного сигнала ПП. На рис. 1 показан такой случай. На рисунке вели-

чины x_1 слева однозначно отображается на x_2 справа. При $AA^{-1}=E$ или $A^{-1}A=E$, т. е. при взаимно-однозначных операторах A и A^{-1} имеем $x_1=x_2$, т. е. каждый элемент множества X_1 слева равен соответствующему элементу множества X_2 справа.

Очевидно, что в силу симметрии понятия прямого и обратного преобразователя условны и зависят от постановки задачи.

Как видно, содержательный смысл принципа симметрии основывается на следующих положениях:

- существуют операторы A и (или) A^{-1} , B и (или) B^{-1} ,
 $\{A: \forall x_1 \in X, \exists y \in Y, y = Ax_1\}$,
 $\{B: \forall y \in Y, \exists x_2 \in X, x_2 = By\}$,
- величины x_1 и x_2 являются одинаковыми математическими объектами: числами, функциями;
- величина y может быть, вообще говоря, объектом другой, в сравнении с X , природы;
- операторы A и A^{-1} – взаимно-обратные, взаимно-однозначные, т. е. $(A^{-1})^{-1}=A$, $(A)^{-1}=A^{-1}$.

Для исследования возможностей принципа симметрии и его применения при синтезе структур измерительных преобразователей на основе четырех уравнений (2) рассмотрим возможные методы синтеза в общем виде.

Методы синтеза на основе принципа симметрии

Принцип симметрии позволяет проводить синтез структур прямого и обратного преобразователей, используя любые из четырех уравнений (2). Возможны следующие задачи синтеза по известному:

- прямому уравнению ПП определить его структуру;
- обратному уравнению ПП синтезировать структуру ОП;
- прямому уравнению ПП путём нахождения обратного оператора определить структуру ОП;
- обратному уравнению ПП путём нахождения прямого оператора построить структуру ПП;
- прямому и обратному уравнениям синтезировать структуры ПП или ОП.

В-первых четырех задачах к синтезу должно быть известно одно уравнение, а в пятой – два и более уравнений. Причем в первой и второй задачах входная величина является аргументом (оригиналом, прообразом) преобразования, а выходная величина – функцией (изображением, образом), а в третьей и четвертой – наоборот. Поэтому, в первых двух задачах нахождение выходной величины связано с выполнением определенной последовательности преобразований входной величины.

Метод, реализующий первую задачу синтеза, когда по известному прямому уравнению находят-

ся структура прямого преобразователя, назовём прямым методом синтеза. Синтез структуры сводится к следующим действиям:

- проводят декомпозицию оператора A на элементарные операторы, для этого первое уравнение первой системы (2) представляют в виде, рис. 2

$$y = G(F(...(H(x)))); \quad (3)$$

- определяют последовательность вложения операторов;
- каждому элементарному оператору ставят в соответствие блок, выполняющий данную операцию;
- блоки соединяют между собой согласно последовательности вложения операторов.

В этом методе уравнению каждой математической операции ставится в соответствие аппаратное устройство, например, оператору интегрирования, соответствует блок – интегратор, операции определения модуля величины – выпрямитель и т. д. Так можно, например, синтезировать известные структуры преобразователя средневыпрямленного или среднеквадратического значения напряжения по известным формулам. Как видно, эти действия реализуют способ синтеза на основе непосредственного (прямого) преобразования. Поэтому этот метод и назван методом прямого синтеза.

Вторая задача синтеза, когда по известному обратному уравнению, применяя формальные преобразования, находится прямое уравнение преобразователя. Метод, когда по прямому уравнению синтезируется структура прямого преобразователя, назовём формализованным методом синтеза.

Третью и четвертую задачи решают обращением операторов и построением структур преобразователей по обращённым операторам. Так, при решении третьей задачи обращается прямой оператор и по полученному обратному оператору прямым методом строится структура обратного преобразователя. В четвертой задаче, наоборот, обращается обратный оператор с целью получения прямого, по которому прямым методом строится структура преобразователя. В некоторых случаях такое обращение выполняют с помощью формальных приемов, поэтому рассматриваемый метод можно также назвать формализованным методом синтеза. Несмотря на очевидность данного метода, он до недавнего времени не находил распространения, прежде всего в силу трудности, а чаще невозможности построения обратных операторов.

Рассмотрим формализованный метод подробнее. Предположим, что уравнение прямого преоб-

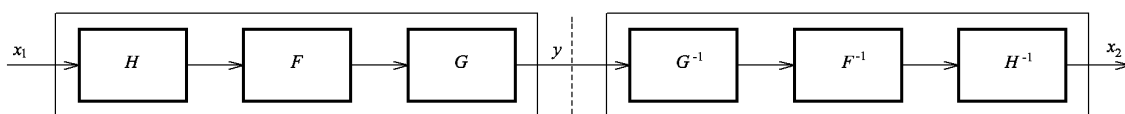


Рис. 2. Структуры прямого и обратного преобразователей

разования можно представить в виде (3), тогда уравнение обратного преобразования получаем путем формального обращения, рис. 2,

$$x = H^{-1}(\dots(F^{-1}(G^{-1}(y))))), \quad (4)$$

по которому проектируется структура ОП.

Заметим, что в уравнении (4), входная y и выходная x величины связаны композицией операторов, обратных операторам (3) и вложенных друг в друга в обратном порядке. Очевидно, что уравнение (4) является не только обратным уравнением для прямого преобразователя, но в силу симметрии оно является прямым уравнением обратного преобразователя. Поэтому уравнение (4) можно положить в основу синтеза структуры обратного преобразователя.

Уравнение (4) показывает, что, если известно уравнение, связывающее y и x , и которое допустимо представить в виде композиции вложенных операторов, имеющих обратные, то это уравнение дает возможность построить структуры как прямого, так и обратного преобразователей. При этом вложенная операция преобразования заменяется обратной операцией, например, операция интегрирования заменяется операцией дифференцирования, операция деления заменяется операцией умножения и т. д.

Рассмотренными прямым и формальным методами решают первые четыре из перечисленных задач синтеза используя только одно уравнение преобразования. Поэтому последующая пятая задача синтеза, основанная на двух уравнениях преобразования, имеет смысл после решения одной из предыдущих четырех. При её решении широко применяются метод обратной связи и структурные методы.

Следует отметить, что большинство из перечисленных методов в той или иной мере уже используются. Так, прямой метод использовался при синтезе структур аналоговых моделей в задачах моделирования [5]. Особенно эффективным такой метод синтеза оказался по отношению к линейным системам. Именно свойство симметрии позволило автору работы [6] решить задачу аналитического конструирования линейных регуляторов систем автоматического управления.

Формализованный метод применяется при решении обратных задач динамики систем автоматического регулирования. Методы обратных связей и структурные широко представлены при решении различных задач в измерительной технике, приборостроении [7] и т. д. Таким образом, принцип симметрии позволяет объединить методы разных областей знаний на основе единообразного подхода, который базируется на общности уравнений преобразования.

Особенностью принципа симметрии применительно к задачам синтеза структур измерительных преобразователей (ИП) является то, что для многих моделей ИП операторы A и A^{-1} взаимно однозначны, или один из них вообще не существует.

Например, оператору возведения в квадрат соответствует неоднозначный обратный оператор извлечения квадратного корня, или, например, оператору $q = \max_{t \in T} x(t)$ не существует обратного.

Синтез структур генераторов и их колебательных систем

Рассмотрим подробнее методы решения пятой задачи синтеза на примере синтеза структур генераторов электрических измерительных сигналов. Генератор измерительных сигналов здесь рассматривается как измерительный преобразователь параметров идеализированной модели сигнала в реальные выходные сигналы, подобно тому, как, например, вольтметр или частотомер являются преобразователями сигналов в их параметры. Например, в источнике синусоидальных сигналов в качестве модели выходного сигнала принимается модель в виде синусоидальной функции времени с заданной амплитудой и частотой.

Необходимость и целесообразность самой постановки этой задачи продиктована тем, что структуры источников, которые можно построить на основе известных методов, могут при практической реализации не обеспечить требуемые точность, стабильность, быстродействие преобразования параметров в сигнал.

Из предыдущего рассмотрения понятно, что все структуры являются разомкнутыми по параметрам сигнала и не могут обеспечить высокие метрологические характеристики источников сигналов. Поэтому целесообразно использовать как минимум два уравнения для синтеза структур с обратными связями по параметрам.

Пусть на рис. 1 слева заданы функции $x(t)$ некоторого множества X_1 сигналов, являющиеся идеализированными моделями сигналов, воспроизводимых генератором. Величины y – это параметры сигнала (например, q_1 – амплитуда, q_2 – частота и т. д.).

Предположим, что к синтезу известны два уравнения преобразования

$$Q = AX_1, \quad X_2 = BQ, \quad (5)$$

где $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_i\}$, $X_1 = \{x_1(t), x_2(t), \dots, x_j(t)\}$, $X_2 = \{x_1^*(t), x_2^*(t), \dots, x_j^*(t)\}$ – векторы параметров (Q) и функций идеализированного множества сигналов (X_1) и множества реализованных сигналов (X_2), описывающих выходные сигналы.

Первое уравнение будем рассматривать как прямое уравнение прямого преобразователя, которое преобразует вектор X_1 функций идеализированного сигнала (оптимального в определённом смысле) в вектор Q заданных к синтезу параметров идеализированного сигнала. Второе – как прямое уравнение обратного преобразователя, преобразующего параметры Q в реализуемые сигналы X_2 . Применительно к источникам сигналов первое уравнение описывает вычислительные операции: преобразование функций, в их параметры, например, вычисление среднеквадратического значения

или средневыпрямленного значения, частоты, и других по известным формулам. Второе уравнение описывает собственно источник (генератор) сигналов. Однако реализация оператора B связана со значительными трудностями.

Действительно, если оператор B осуществляет преобразование множества параметров во множество функций, то он каждому набору чисел из множества Q ставит в соответствие конкретную функцию $x(t)$. В математике не существует адекватного подхода, который бы осуществлял такое преобразование в общем виде. Такое соответствие можно установить на множестве конкретных базисных функций. Для построения прямого уравнения необходимо ввести систему базисных ортонормированных функций $\{\psi_i(t), i \in [0, \infty]\}$, адекватную решаемой задаче, определить на этой системе множество реализуемых функций X_2 , установить зависимость параметров базисных функций от заданных к синтезу параметров сигнала, другими словами, представить прямое уравнение в виде

$$x_n(t) = F(\{\psi_i(t)\}, \{q_i\}), \quad (6)$$

где $\{\psi_i(t), i \in [0, \infty]\}$ – система базисных функций; $\{q_i, i \in [0, \infty]\}$ – множество заданных параметров.

Ясно, что преобразование набора параметров в набор функций в определённых случаях будет взаимно однозначным для функций, заданных на этом базисе. Поэтому, особое значение имеет выбор системы базисных функций. Базисные функции должны удовлетворять известным свойствам: линейности, полноте, ортогональности и нормированности. Если в качестве системы базисных функций выбрать совокупность неперекрывающихся импульсов [8], удовлетворяющих всем свойствам, форма которых описывается функцией $\{\psi_i(t), T_i \wedge T_j = 0\}$, то в качестве уравнения (6) можно принять уравнение составного сигнала [8].

$$x_2(t) = \{X_2(t) : x(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i \psi_i(t, \tau_i, T_i) \begin{bmatrix} H(t - \tau_i) - \\ -H(t - \tau_{i+1}) \end{bmatrix}, i = 1, \overline{\infty}\}, \quad (7)$$

где a_i, τ_i, T_i – параметры импульсов составного сигнала; $H(t - \tau_i)$ – функции Хэвисайда.

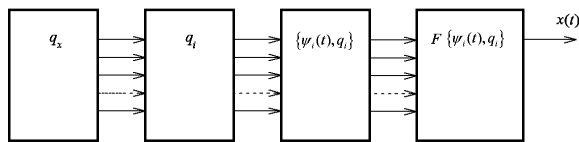


Рис. 3. Структурная схема источника сигналов

В этом случае в состав оператора Q должен входить оператор преобразования заданных параметров q_x в параметры q_i составного сигнала, оператор колебательной системы (КС) для формирования базисных функций $\{\psi_i(t), q_i\}$ и оператор формирования выходной последовательности функций $F\{\psi_i(t), q_i\}$. С учётом этого структура генератора сигналов показана на рис. 3.

Следующим этапом при синтезе структуры источника сигналов является синтез колебательной

системы, воспроизводящей требуемые базисные функции, т. е. блока $\{\psi_i(t), q_i\}$ на рис. 3. В самом простом случае при формировании периодических сигналов синусоидальной, прямоугольной или треугольной формы необходимо воспроизводить только одну базисную функцию. При этом параметрами q_i для синусоидальной формы, описываемых функцией $x(t) = x_m \sin(2\pi ft + \varphi_0)$, например, могут быть только два: частота и амплитуда колебаний. Динамической системой, воспроизводящей эти функции, может быть аналоговая колебательная RC или LC -система или цифровая система. В более сложном случае воспроизведения периодических колебаний, на периоде которых есть участки разных форм, описываемых разными функциями времени, или даже одной синусоидальной функцией, но с разными длительностями и разной амплитудой, например, при воспроизведении периодических колебаний с заданным спектром число параметров возрастает.

Блок-схема преобразований на рис. 1 имеет прямое отношение к синтезу структурных схем КС генераторов сигналов, т. к. при соединении выхода x_2 и входа x_1 схема становится замкнутой в кольцо и при определённых взаимно обратных операторах превращается в колебательную систему. Причём операторами могут быть комплексные частотные характеристики, амплитудные характеристики блоков и т. д.

Например, если оператор $\hat{A} = \hat{K}_1(\omega) = K_1(\omega)e^{j\varphi_1}$ – комплексная частотная характеристика пассивной линейной частотно зависимой RC или LC -цепи (ЛЧЗЦ), то обратный оператор $\hat{A}^{-1} = 1/\hat{K}_1(\omega) = K_2(\omega)e^{j\varphi_2}$ (так же комплексная частотная характеристика) должен соответствовать активному элементу (АЭ), рис. 4.

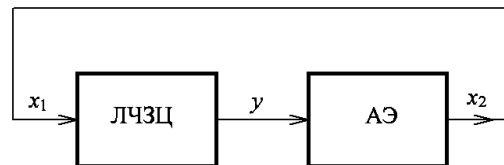


Рис. 4. Структурная модель КС, построенная на основе принципа симметрии

Понятно, что в таком случае для выполнения свойства взаимной обратимости надо реализовать на частоте генерации ω_0 два условия: $|K_1(\omega_0)| |K_2(\omega_0)| = 1$, $\varphi_1(\omega_0) + \varphi_2(\omega_0) = 0$. Эти условия являются известными условиями балансов амплитуд и фаз для получения колебаний синусоидальной формы. Например, если $\hat{K}_1(\omega) = \hat{\gamma}_1(\omega)$ – передаточная функция линейной частотно-задающей цепи, которая на частоте ω_0 принимает значение $\hat{\gamma}_1(\omega_0) = 1/3$, то коэффициент передачи усилителя на этой же частоте должен быть обратным $\hat{\gamma}_1(\omega_0)$ и равен $K_2(\omega_0) = 3$. Эти значения соответствуют схеме КС на RC -цепи Вина. Здесь имеет место симметрия параметров блоков КС, т. к. коэффициент 3 обратно пропорционален коэффициенту 1/3.

На рис. 5, а показаны амплитудные характеристики ЛЧЗЦ и линейного активного элемента

КС генератора на цепи Вина. Видна их симметрия относительно пунктирной линии. Баланс амплитуд выполняется при любой амплитуде выходного сигнала. Это свойство консервативной колебательной системы, порождающей колебания строго синусоидальной формы. Конечно, такая колебательная система является идеализированной и не может быть реализована в генераторе. Для превращения КС в автоколебательную систему усилитель должен быть нелинейным.

Для этого в качестве оператора B необходимо выбрать нелинейную характеристику вход – выход, т. е. нелинейную зависимость мгновенных значе-

ний выходного сигнала от мгновенных значений входного сигнала. Тогда возможно получение колебаний с почти синусоидальной формой с заданной амплитудой колебаний или даже колебаний другой формы. На рис. 5, б показаны амплитудные характеристики активного нелинейного элемента (АНЭ) и ЛЧЗЦ той же КС. В качестве нелинейной характеристики активного элемента (АЭ) приведена амплитудная характеристика усилителя с ограничением уровня выходного напряжения. В такой КС при выполнении условий $|\gamma(\omega_0)||K(\omega_0)| > 1$ и $\varphi_\gamma(\omega_0) + \varphi_k(\omega_0) = 0$ возникают колебания почти синусоидальной формы с малой амплитудой вблизи

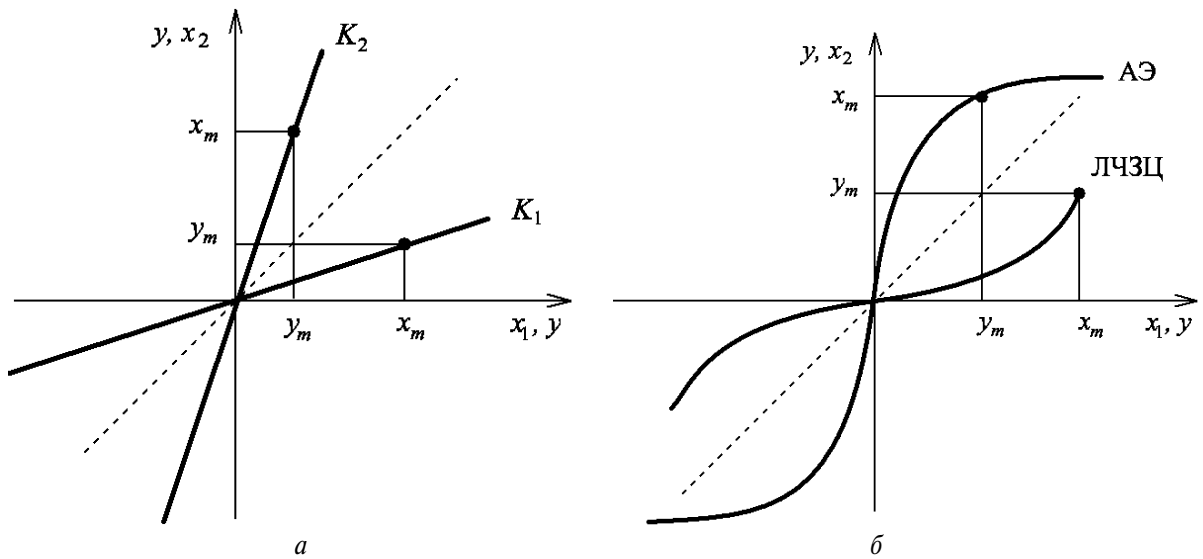


Рис. 5. Примеры характеристик вход – выход КС с линейной ЛЧЗЦ и: а) линейным активным элементом; б) нелинейным активным элементом

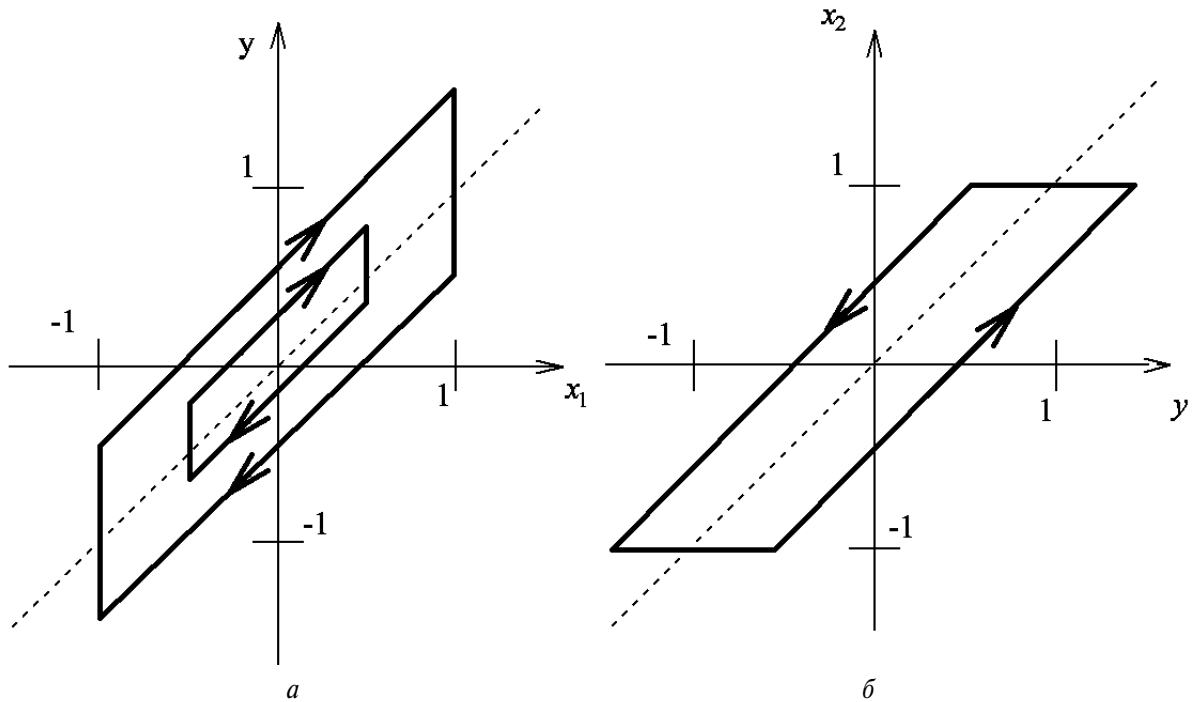


Рис. 6. Примеры гистерезисных характеристик вход – выход на основе принципа симметрии: а) линейной ЛЧЗЦ; б) гистерезисного активного нелинейного элемента

начала координат, где характеристики близки к линейным. Далее амплитуда колебаний увеличивается. Их форма начинает искажаться, начинает формироваться её нелинейная зависимость.

Обратим внимание на то, что при нелинейной амплитудной характеристике АЭ амплитудная характеристика ЛЧЗЦ, построенная по мгновенным значениям сигналов на входе и выходе цепи, из-за изменения амплитуд и фаз спектральных составляющих становится так же нелинейной. То есть в процессе установления стационарного режима амплитудная характеристика ЛЧЗЦ становится нелинейной и симметричной характеристике АНЭ. Когда увеличение амплитуды колебаний заканчивается, наступает стационарный режим. В этот момент и достигается полная симметрия характеристик. Поэтому на рис. 5, б толстой сплошной линией показан окончательный вид характеристик в стационарном режиме. В этом примере также имеет место симметрия характеристик на плоскости относительно пунктирной линии.

Принцип симметрии распространяется не только на КС с АНЭ с однозначными амплитудными характеристиками, но и на КС, построенные на гистерезисных АНЭ. На рис. 6 показаны амплитудные характеристики ЛЧЗЦ и АНЭ с гистерезисной характеристикой. АНЭ здесь может быть выполнен на операционном усилителе с обратной связью. В качестве ЛЧЗЦ используется простейшая дифференцирующая RC-цепь. Эта КС предназначена для

получения колебаний прямоугольной формы и подробно исследована в работах [9, 10].

Приведённые характеристики относятся только к стационарному режиму периодических колебаний, условия возбуждения и устойчивости которых требуют дополнительного исследования.

Выводы

Установлено, что многие структурные схемы генераторов электрических сигналов построены на основе принципа симметрии, т. к. любой генератор является замкнутой системой с обратной связью, разрыв которой приводит к тому, что сигналы слева и справа от места разрыва должны быть равны. Каждый промежуточный узел системы может служить осью симметрии, которая поделит её на две части: левую и правую, параметры или характеристики которых оказываются взаимно обратными друг другу.

Применение принципа симметрии позволяет упростить синтез структур колебательных систем генераторов электрических сигналов с заданной формой периодических колебаний. Для этого сигнал подают на линейную частотно-задающую цепь и строят амплитудную характеристику вход – выход этой цепи. Далее по амплитудной характеристике цепи, применяя свойства симметрии характеристик структурных элементов колебательной системы, путём обращения этой характеристики, строят характеристику нелинейного элемента колебательной системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вейль Г. Симметрия. – М.: Наука, 1968. – 191 с.
2. Вигнер Е. Этюды о симметрии. – М.: Мир, 1971. – 318 с.
3. Урманцев Ю.А. Симметрия природы и природа симметрии. Философские и естественно-научные аспекты. – М.: URSS, 2006. – 232 с.
4. Рыбин Ю.К. Формализованные методы проектирования структур измерительных преобразователей на основе принципа симметрии // Информационно-измерительные системы-1989: Труды Всес. научно-техн. конф. – Ульяновск, 1989. – Т. 2. – С. 239–240.
5. Тетельбаум И.М., Шнейдер Ю.Р. Практика аналогового моделирования динамических систем. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 384 с.
6. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики управляемых систем: линейные модели. – М.: Наука, 1987. – 304 с.
7. Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. – Киев: Вища школа, 1976. – 256 с.
8. Рыбин Ю.К. Синтез генераторов синусоидальных колебаний с импульсной стабилизацией амплитуды // Радиотехника и электроника. – 1984. – Т. 29. – № 9. – С. 1764–1771.
9. Рыбин Ю.К. Условия воспроизведения в генераторах периодических колебаний заданной формы // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 316. – № 4. – С. 136–140.
10. Rybin Yu.K. Electronic Devices for Analog Signal Processing. – Springer: Dordrecht, Heidelberg, London, New York, 2011. – 257 p.

Поступила 12.10.2011 г.

УДК 621.317.727.1

ПРЕЦИЗИОННЫЕ НИЗКОЧАСТОТНЫЕ СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ ГОСУДАРСТВЕННОГО ПЕРВИЧНОГО ЭТАЛОНА ЕДИНИЦЫ ОСЛАБЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

В.Л. Ким, В.И. Пругло*, С.В. Меркулов, Д.С. Чебуренко, М.Л. Иванов

Томский политехнический университет

*ВНИИ физико-технических и радиотехнических измерений, г. Москва

E-mail: kimval11@rambler.ru

Приведено описание разработанных шести- и семидекадных эталонных индуктивных делителей напряжения с погрешностью $3 \cdot 10^{-5}$ % на частоте 1 кГц и 0,01 % на частоте 100 кГц. Делители, как исходные меры ослабления, и дифференциальный указатель с чувствительностью 10 нВ, обеспечивают воспроизведение единицы ослабления в диапазоне частот от 0 до 178 ГГц с наивысшей точностью.

Ключевые слова:

Государственный первичный эталон, единица ослабления, индуктивный делитель напряжения.

Key words:

National primary standard, attenuation unit, inductive voltage divider.

В 2011 г. в Всероссийском научно-исследовательском институте физико-технических и радиотехнических измерений завершилась работа по созданию Государственного первичного эталона единицы ослабления электромагнитных колебаний (ГЭТОЭМК) в диапазоне частот 0...178 ГГц.

Состав эталона и поверочная схема были рассмотрены и утверждены научно-технической комиссией Росстандарта в феврале 2012 г. С этого момента де-факто создан один из важнейших государственных эталонов относительной (безразмерной) величины — *первичный эталон единицы ослабления* — децибел (дБ). Этот эталон, наряду с такими первичными эталонами размерных величин, как эталон единицы массы килограмм, эталон единицы длины метр, эталон единицы времени секунда и др., составляет основу эталонной базы страны.

Напомним, что государственный первичный эталон предназначен для воспроизведения и/или хранения единицы величины и передачи её размера с наивысшей точностью, достижимой в данной области измерений. В соответствии с государственной системой обеспечения единства измерений государственная поверочная схема, оформляемая в виде государственного стандарта, устанавливает соподчинение средств измерений, участвующих в многоступенчатой передаче размера единицы от первичного эталона рабочим средствам измерений с указанием методов и погрешности при передаче.

В настоящее время ВНИИФТРИ готовит к изданию ГОСТ Р «Государственная система обеспечения единства измерений. Государственная поверочная схема для средств измерений ослабления в диапазоне частот от 0 до 178 ГГц». После опубликования этого документа де-юре действие эталона вступит в законную силу.

В статье рассматриваются элементы двух верхних уровней системы передачи размера единицы ослабления ГЭТОЭМК (рис. 1). Описание других уровней будет изложено в последующих статьях.

В основе концепции создания этой системы лежит метод сравнения с мерой — эталонным индуктивным делителем напряжения (ИДН). Как известно, такие делители обеспечивают наивысшую точность деления напряжения на частотах сотни герц — единицы килогерц [1]. Например, погрешность коэффициента передачи K_n шестидекадного ИДН типа T924 (NPL, Великобритания) и семидекадного делителя 6340A (SunJEM Co., Япония) на частоте 1 кГц равна $\pm 5 \cdot 10^{-7} K_n^{-1}$.

На верхнем уровне иерархии используется исходная мера ослабления — эталонный индуктивный делитель напряжения с рабочей частотой 1 кГц (ЭИДН1) типа ДИ-6м, а на втором — широкополосный индуктивный делитель (ЭИДН2) типа ДИ-3м.

Передача размера единицы ослабления от ЭИДН1 к ЭИДН2 и от последнего к нижестоящим устройствам производится прибором сравнения — дифференциальным указателем ДУ-2010 [2], краткое описание которого приведено ниже.

Эталонный делитель ДИ-6м представляет собой шестидекадный делитель с ручным управлением, выполненный по двухступенчатой технологии [1]. При изготовлении каждой декады (рис. 2) используются два соосно расположенных тороидальных ферромагнитных сердечника $T11$ и $T12$. На первом сердечнике наматывается намагничивающая обмотка $L1$. Декадная делительная обмотка $L2$ выполняется одиннадцатипроводным жгутом, наматываемыми на оба сердечника. При этом одиннадцатый провод жгута образует опорную обмотку $L3$ и используется при проведении самопроверки декады. Кроме этого на сердечниках размещается обмотка связи $L4$, соединяемая с обмоткой намагничивания последующего каскада. Коммутация отводов декады осуществляется многопозиционным переключателем $S1$. Для правильной работы делителя соблюдается следующее соотношение числа витков обмоток: $w_1 = w_2 = 10w_3 = 10w_4$.

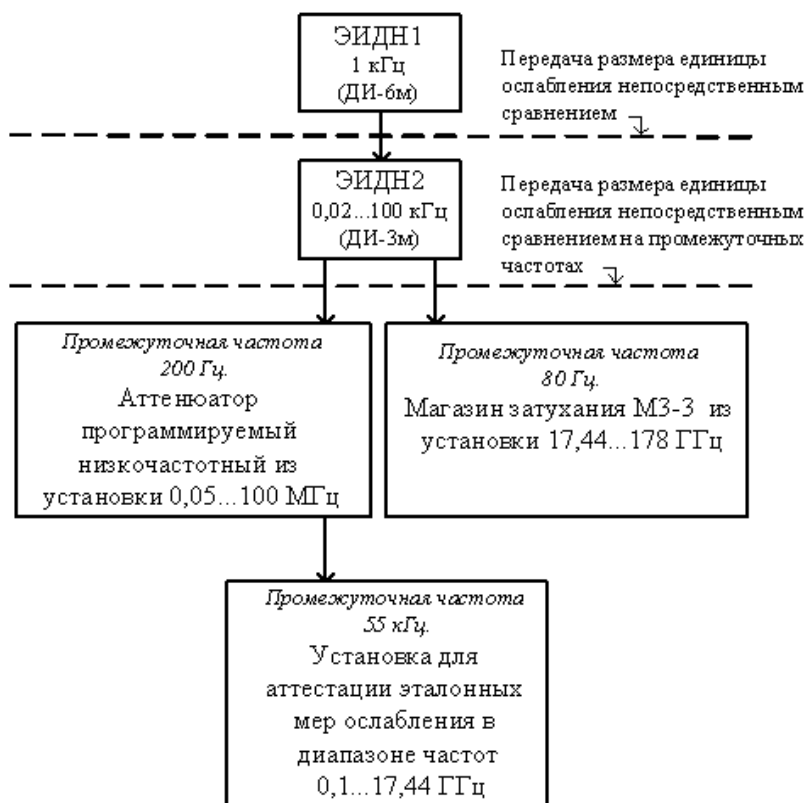


Рис. 1. Схема воспроизведения единицы ослабления Государственного первичного эталона единицы ослабления электромагнитных колебаний в диапазоне частот 0...178 ГГц

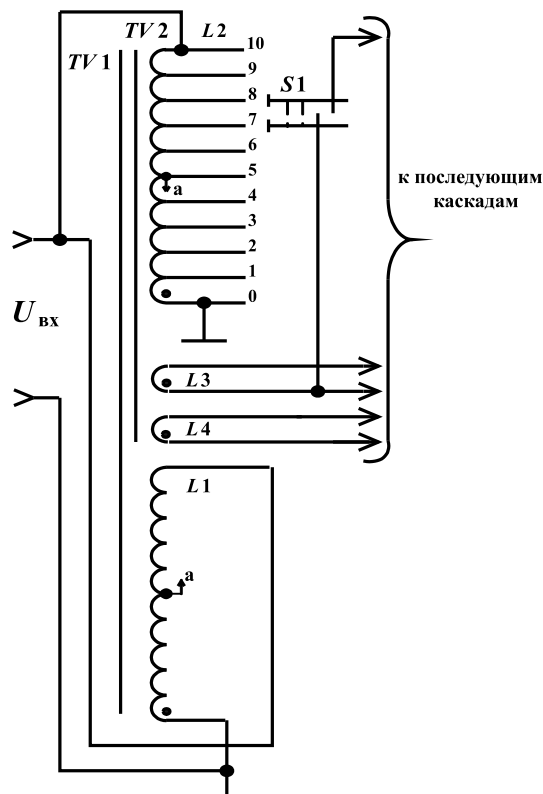


Рис. 2. Принципиальная схема ИДН с самопроверкой

Отличительной особенностью этого делителя является выполнение первой декады в виде ИДН с симметрирующей обмоткой, когда средний отвод намагничивающей обмотки $L1$ соединяется со средним (пятым) отводом делительной обмотки $L2$ [1]. Такая модификация двухступенчатого делителя позволяет при сохранении точности уменьшить его выходное активное сопротивление.

Относительные погрешности коэффициента передачи K_n отдельных декад определяются методом опорного потенциала [3], используя формулу

$$\delta K_n = \frac{1}{n \cdot U_{\text{вх}}} \sum_{i=1}^n \left(10 \cdot \Delta U_i - \sum_{i=1}^n \Delta U_i \right),$$

где $\Delta U_i = U_i - U_0$ разностное напряжение между напряжением i -й секции U_i и напряжением опорной обмотки U_0 ; $n=0,10$ – номер отвода декадной обмотки.

Предел допускаемой относительной погрешности коэффициента передачи j -й декады рассчитывается по формулам

$$\delta K_{n\Sigma_j} = \delta K_{nj \text{ max}} + \delta_{\text{npj}},$$

$$\delta_{\text{npj}} = \frac{U_{\text{нп}}}{K_{nj \text{ min}} U_{\text{вх}}},$$

где $\delta K_{nj \text{ max}}$ – максимальное значение из относительных погрешностей коэффициентов передач j -й декады; δ_{npj} – погрешность коэффициента передачи,

обусловленная напряжением «прямого прохождения» U_{min} ; $K_{j\text{min}}$ – минимальное значение коэффициента передачи j -й декады.

Заметим, что напряжение «прямого прохождения», обуславливающее аддитивную погрешность, представляет собой напряжение на выходе ИДН при нулевом значении его коэффициента передачи. Измерение этого напряжения, как и разностного напряжения ΔU_i производится дифференциальным указателем ДУ-2010.

Дифференциальный указатель представляет собой устройство, обеспечивающее сравнение значений двух напряжений одной частоты, поступающих с поверяемых средств измерений. Указатель позволяет определять разность напряжений по мгновенному значению в диапазоне частот 0,02...100 кГц с разрешающей способностью 10 нВ. Такая высокая чувствительность достигается синхронным детектированием разностного напряжения с использованием синфазного напряжения, поступающего с генератора синусоидального напряжения ГСН-2010.

Генератор выполнен по двухканальной структуре [4], состоящей из независимых низкочастотного и высокочастотного задающих генераторов. Общий выходной усилитель мощности обеспечивает напряжение в нагрузке 10 В среднеквадратического значения. Высокочастотный задающий генератор представляет собой функциональный генератор, воспроизводящий синусоидальный сигнал 1,25 В среднеквадратического значения в диапазоне частот 20...100 кГц. Низкочастотный генератор построен по классической схеме инвертора и двух интеграторов. При этом в цепях стабилизации амплитуды используются пиковый детектор, усилитель ошибки и регулирующий элемент на основе аналогового перемножителя. Такая структура позволяет обеспечить высокую стабильность выходного напряжения и его малые нелинейные искажения (коэффициент гармоник менее 0,2 %) в диапазоне частот 0,02...20 кГц.

Генератор и дифференциальный указатель (технические характеристики приведены в [5]) входят в состав низкочастотной компарирующей установки ГЭТОЭМК (рис. 3). Наряду с своим основным назначением – передачей размера единицы ослабления на промежуточных частотах, эта установка имеет широкий спектр применения: калибровка и проверка масштабных измерительных преобразователей (делителей напряжения и усилителей), калибраторов напряжения, трансформаторов напряжения, ЦАП, АЦП и других средств измерений и устройств, используемых в электроэнергетике, электронике, связи в нормальных условиях эксплуатации.

Состав компарирующей установки изменяется в зависимости от решаемых задач. Так, при определении коэффициента передачи делителей напряжения, измерении ослабления аттенуаторов имагазинов затухания до 140 дБ с наивысшей точностью установка работает в диапазоне частот

0,4...2 кГц. В этом случае роль меры играет программируемый семидекадный делитель ДИП-2011.

При работе компарирующей установки в полосе частот 0,02...100 кГц используется другой эталон – широкополосный делитель ДИ-3м. Такой состав приборов позволяет исследовать АЧХ поверяемых средств измерений, определять их входной и выходной импедансы. Например, при определении неравномерности АЧХ, как показано на рис. 3, выходное напряжение генератора $U_{\text{ген}}$ поступает на входы эталонного ИДН, поверяемого аттенуатора и опорный вход $U_{\text{оп}}$ дифференциального указателя. На измерительные входы $U_{\text{эт}}$ и $U_{\text{п}}$ последнего поступают соответствующие напряжения с выходов эталона и аттенуатора. Разностное напряжение $\Delta U = U_{\text{п}} - U_{\text{эт}}$ преобразуется в указателе в напряжение постоянного тока. Это напряжение индицируется на стрелочном приборе и одновременно в цифровом виде передается в ЭВМ для последующей обработки и визуализации.

Погрешность определения метрологических характеристик поверяемых средств измерений зависит от разрешающей способности дифференциального указателя и точности эталонных ИДН.

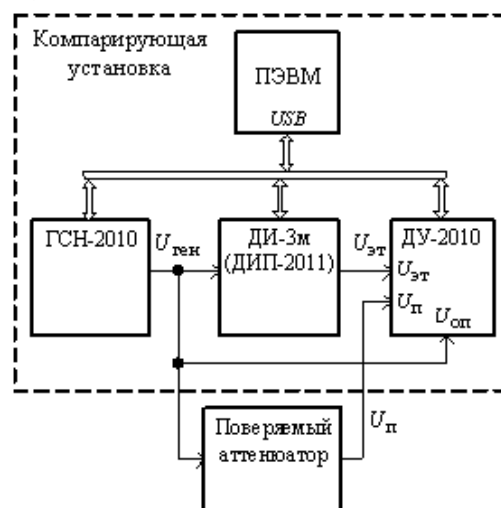


Рис. 3. Структурная схема компарирующей установки

Широкополосный делитель ДИ-3м построен по многоканальному принципу [1] в виде двух синхроннопереключаемых шестидекадных делителей напряжения, работающих в диапазонах частот 0,02...20 кГц и 20...100 кГц. Для расширения динамического диапазона до 160 дБ используются понижающие автотрансформаторы с коэффициентами трансформации 0,1 и 0,01, подключаемые к выходам делителей. Такое техническое решение обеспечивает дискретность выходного напряжения 100 нВ (при номинальном входном напряжении 10 В среднеквадратического значения). По частотному и динамическому диапазонам ДИ-3м находится на уровне лучшего зарубежного аналога – широкополосного ИДН, используемого в *NPL* в качестве национального эталона ослабления [1].

Программируемый делитель ДИП-2011 состоит из двух подсистем – аналоговой и цифровой (рис. 4).

Аналоговая подсистема предназначена для деления входного напряжения в соответствие со значением коэффициента передачи, устанавливаемым цифровой подсистемой. В состав аналоговой подсистемы входят многодекадный автотрансформаторный ИДН (АИДН), модуль релейной коммутации (МРК) и модуль электронных ключей (МЭК). Модуль микроконтроллерного управления (ММУ), модуль клавиатуры (МК), модуль управления индикаторами (МУИ), модуль индикации (МИ) и интерфейсный модуль (ИМ) образуют цифровую подсистему.

Коммутация отводов АИДН осуществляется контактами электромагнитных реле, входящих в МРК. В свою очередь коммутация обмоток реле производится электронными ключами МЭК. Управляющие сигналы на вход МЭК поступают от ММУ. Последний позволяет работать делителю в двух режимах – *местное* и *дистанционное*. В первом режиме требуемое значение коэффициента передачи устанавливается посредством МК и индицируется на МИ. Семисегментный код на цифровые индикаторы поступает от МУИ. В *дистанционном* режиме коэффициент передачи задается на верхнем уровне с помощью ЭВМ. Связь микроконтроллера ММУ с ЭВМ осуществляется по интерфейсу *USB* посредством ИМ. Последний аналогичен интерфейсным модулям генератора и дифференциального указателя.

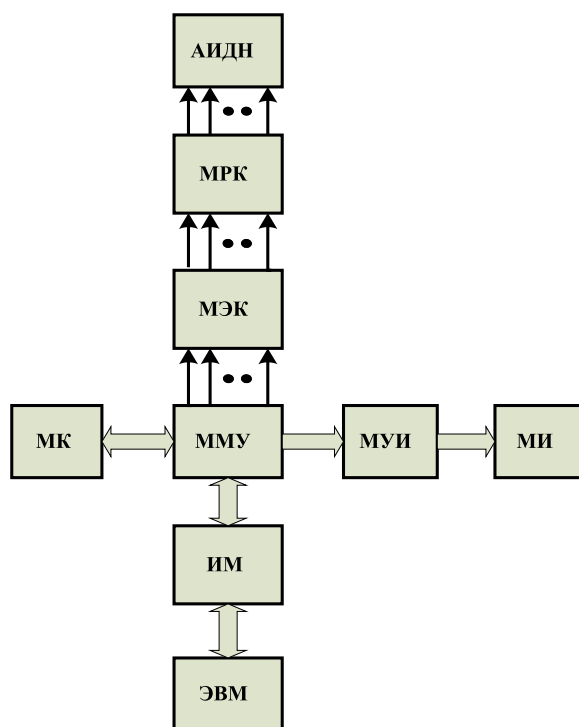


Рис. 4. Структурная схема делителя ДИП-2011

АИДН представляет собой семидекадный ИДН автотрансформаторного типа, выполненный по четырехкаскадной схеме. Первый каскад представля-

ет собой однодекадный делитель, аналогичный рассмотренному ранее (рис. 2), последующие – двухдекадные ИДН, выполненные способом разделения двух декад на общем сердечнике [6].

В цифровой подсистеме использованы микроконтроллер *Atmega 128* и программируемая логическая схема *EPM3512AQC208* (в модуле микроконтроллерного управления), преобразователь интерфейса *FT232RL* (в интерфейсном модуле), цифровая клавиатура *AK304NWWW* (в модуле клавиатуры), преобразователь кода *74LS247DW* (в модуле управления индикаторами) и индикаторы *S439-11SRWA* (в модуле индикаторов).

Программное обеспечение ДИП-2011 как и ГСН-2010, ДУ-2010 разработано на языке СИ++ и в среде объектно-ориентированного программирования *Delphi 7*.

Основные технические характеристики индуктивных делителей напряжения, входящих в состав Государственного первичного эталона единицы электромагнитных колебаний:

Индуктивный делитель напряжения ДИ-3м

Диапазон частот, кГц0,02...100

Диапазон коэффициента

передачи K_n 0...1 с дискретностью 10^{-6}

Пределы допускаемой основной погрешности:

- на частоте 1 кГц $\pm(5 \cdot 10^{-6} + 1 \cdot 10^{-7}/K_n)$
- на частоте 0,02 кГц и 100 кГц $\pm(1 \cdot 10^{-4} + 3 \cdot 10^{-7}/K_n)$

Выходной импеданс:

- активное сопротивление, Ом5
- индуктивность, мкГн5

Входной импеданс, кОм1...50

Индуктивный делитель напряжения ДИ-6м

Диапазон частот, кГц0,4...2

Диапазон коэффициента

передачи K_n 0...1 с дискретностью 10^{-6}

Пределы допускаемой

основной

погрешности $\pm(a + 2 \cdot 10^{-8} b_i / K_n)$ при $K_n > 10^{-5}$

$\pm(a_i + 2 \cdot 10^{-7} b_i / K_n)$ при $K_n \leq 10^{-5}$

где $i=1-6$ – номер декады

$a_1=3 \cdot 10^{-7}$; $a_2=a_3=5 \cdot 10^{-7}$

$a_4=a_5=a_6=5 \cdot 10^{-6}$; $b_1=b_2=0,2$

$b_3=b_4=0,03$; $b_5=b_6=0,02$

Выходной импеданс:

- активное сопротивление, Ом10
- индуктивность, мкГн15

Входной импеданс, кОм20

Программно-управляемый делитель
напряжения ДИП-2011:

- Диапазон частот, кГц0,4...2
 Максимальное входное напряжение, В10
 Входное полное сопротивление, кОм30
 Выходной импеданс:
 • активное сопротивление, Ом15
 • индуктивность, мкГн15

Пределы допускаемой основной погрешности	Коэффициент передачи K_n	Дискретность
$\pm 3 \cdot 10^{-7}$	$\leq 1,0000000$	0,1000000
$\pm 3 \cdot 10^{-6}$	$\leq 0,1000000$	0,0100000
$\pm 3 \cdot 10^{-5}$	$\leq 0,0100000$	0,0010000
$\pm 3 \cdot 10^{-4}$	$\leq 0,0010000$	0,0001000
$\pm 3 \cdot 10^{-3}$	$\leq 0,0001000$	0,0000100
$\pm 3 \cdot 10^{-2}$	$\leq 0,0000100$	0,0000010
$\pm 2 \cdot 10^{-1}$	$\leq 0,0000010$	0,0000001

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ким В.Л. Методы и средства повышения точности индуктивных делителей напряжения. – Томск: Изд-во ТПУ, 2009. – 214 с.
2. Бориков В.Н., Баранов П.Ф., Цимбалист Э.И., Ким В.Л. Устройство для испытаний и поверки индуктивных делителей напряжения // Контроль, диагностика. – 2011. – № 11. – С. 41–45.
3. Nakase T. Isolated-Section Inductive Divider and Its Self-Calibration // IEEE Trans. Instrum. and Meas. – 1970. – V. IM-19. – № 4. – P. 312–317.

Выводы

1. Разработаны шести- и семидекадные индуктивные делители напряжения с ручным и программным управлением с погрешностью $\pm 3 \cdot 10^{-5} \%$ в диапазоне частот 0,4...2 кГц и 0,01 % на частоте 100 кГц, используемые в качестве исходных мер ослабления высшей точности в составе Государственного первичного эталона единицы ослабления электромагнитных колебаний в диапазоне частот 0...178 ГГц.
2. Прецизионные индуктивные делители напряжения и дифференциальный указатель с чувствительностью 10 нВ позволили создать основу высокоточной системы передачи размера единицы ослабления от исходного эталона до рабочих эталонов и средств измерений, не уступающей по частотному и динамическому диапазонам зарубежным аналогам.
4. Бориков В.Н., Ким В.Л., Меркулов С.В. Генераторы тестовых сигналов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2010. – № 1. – С. 23–26.
5. Ким В.Л., Пругло В.И. Автоматизированная установка для исследования масштабных измерительных преобразователей // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2011. – № 4. – С. 48–50.
6. Ким В.Л., Ройтман М.С. Эталонный индуктивный делитель напряжения // Известия Томского политехнического университета. – 2003. – Т. 306. – № 5. – С. 88–92.

Поступила 13.03.2012 г.

УДК 621.317.444

ФЕРРОЗОНДОВЫЙ МАГНИТОМЕТР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ ДО 1 нТл

П.Ф. Баранов, С.В. Муравьев, В.Е. Огай, С.В. Учайкин*

Томский политехнический университет

*D-Wave Systems Inc., г. Бёрнаби, Канада

E-mail: muravyov@tpu.ru

Представлен опыт разработки однокомпонентного магнитометра на базе миниатюрного планарного феррозондового датчика для измерения магнитной индукции в диапазоне от 10 мкТл до 1 нТл и обеспечения работы сверхпроводящего квантового компьютера. Описаны способ изготовления феррозондового датчика и принцип работы схемы кондиционирования сигналов с датчика.

Ключевые слова:

Квантовый компьютер, магнитометр, планарный феррозондовый датчик, магнитная индукция, Finemet.

Key words:

Quantum computer, magnetometer, planar fluxgate sensor, magnetic induction, Finemet.

Введение

Измерение малых магнитных полей требуется при создании сверхпроводящего квантового компьютера, элементы которого – кубиты – представляют собой сверхпроводящие кольца, в одном или нескольких местах прерванные джозефсоновскими контактами. Кубиты очень чувствительны к внешнему магнитному полю, и для получения неискажённых результатов вычислений требуется обеспечить для их функционирования условия, близкие к магнитному вакууму. Для сверхпроводящего чипа это означает отсутствие захвата квантов магнитного потока $2,07 \cdot 10^{-15}$ Вб, что эквивалентно остаточной магнитной индукции менее 100 пТл [1].

Измерение абсолютного магнитного поля при рабочей температуре квантового чипа от 20 до 50 мК с высокой точностью традиционными способами связано с определенными трудностями. Измерение магнитного поля с помощью сквидов затруднено из-за периодичности вольт-поточковой характеристики [2], а использование магниторезистивных феррозондовых сенсоров и вибрационных преобразователей ограничено большим тепловыделением [3].

Наиболее широкое применение в качестве датчиков абсолютного магнитного поля при низких температурах нашли феррозондовые магнитометры [4]. Феррозонд обладает меньшей чувствительностью, чем сквид, но может измерять быстро меняющиеся поля с высокой амплитудой.

В статье представлен опыт разработки прототипа однокомпонентного магнитометра на базе миниатюрного феррозондового датчика для обеспечения работы сверхпроводящего квантового компьютера.

Конструкция феррозондового датчика

К конструкции феррозондового датчика, предназначенного для работы в области сверхнизких температур в вакууме, предъявляются особые требования: низкая теплоемкость; малое время термализации; низкое газовыделение.

Для уменьшения массы и габаритов датчика была выбрана планарная конструкция. Такой под-

ход позволил минимизировать габаритные размеры и упростить создание обмоток. Проводники изготавливались из меди, обладающей высокой теплопроводностью при низких температурах. Для придания обмоткам сверхпроводящих свойств, медные проводники покрывались слоем свинцово-оловянного сплава с температурой сверхпроводящего перехода около 5,3 К. Покрытие наносилось методом HALS (Hot Air Solder Leveling), при котором соответствующим образом подготовленная печатная плата вытягивается из свинцово-оловянного расплава в потоке горячего воздуха.

С целью минимизации стоимости и большей гибкости в выборе параметров феррозонда использовалась упрощенная технология однослойных печатных плат.

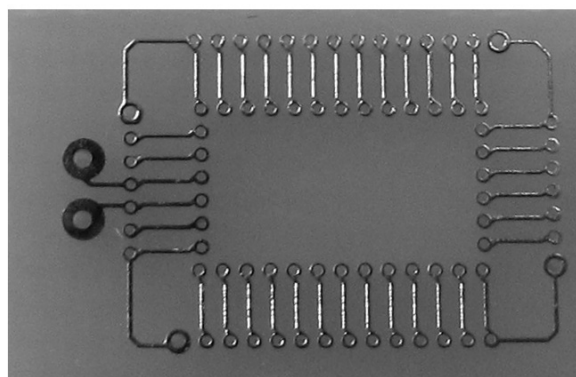
По этой технологии изготовлены отдельные платы обмоток возбуждения (рис. 1, а) и считывания (рис. 1, б).

На одной стороне платы с обмоткой возбуждения располагаются печатные проводники, на другую сторону приклеен сердечник из магнитомягкого ферромагнитного материала Finemet, вырезанный механическим способом (рис. 2).

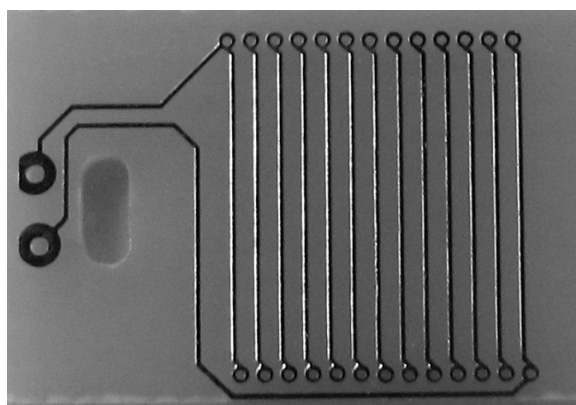
Для создания одной обмотки возбуждения на плату с сердечником накладывалась вторая печатная плата с обмоткой возбуждения. Соединения между платами осуществлялись с помощью покрытого медью титанониобиевого провода диаметром 0,05 мм путем спайки.

После спайки обмотка возбуждения пропитывалась двухкомпонентной эпоксидной смолой Stycast 2850 FT. Сушка производилась в камере с давлением не более 1 Па. Затем на заготовку с двух сторон накладывались платы с обмоткой считывания. Соединения проводников обмоток производились с помощью того же титанониобиевого провода. Затем датчик снова пропитывался клеем Stycast с сушкой в вакууме в течение суток.

Схема размещения обмоток феррозондового датчика представлена на рис. 3, а, а внешний вид готового датчика – на рис. 3, б. Геометрические размеры датчика $10 \times 6 \times 2$ мм.



а



б

Рис. 1. Печатная плата с обмоткой (а) возбуждения и (б) считывания

Материал сердечника Finemet производится фирмой Hitachi из магнитомягкого ферромагнитного композита путем специальной термообработки [5, 6], в результате которой в материале образуются нанокристаллы, придающие ему такие уникальные физические свойства, как высокая магнитная индукция насыщения, сравнимая с индукцией насыщения материалов на основе аморфного железа; высокая магнитная восприимчивость, сравнимая с магнитной восприимчивостью материалов на основе аморфного кобальта; низкие потери на перемагничивание сердечника, не превы-

шающие 20 % от потерь сердечников из аморфного железа; чрезвычайно низкая магнитострикция и др. Указанные свойства позволяют улучшить метрологические характеристики феррозондов при замене обычного материала сердечника на Finemet.

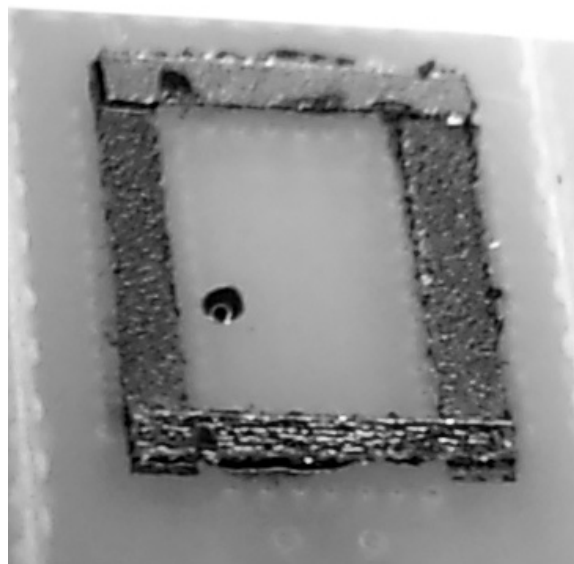
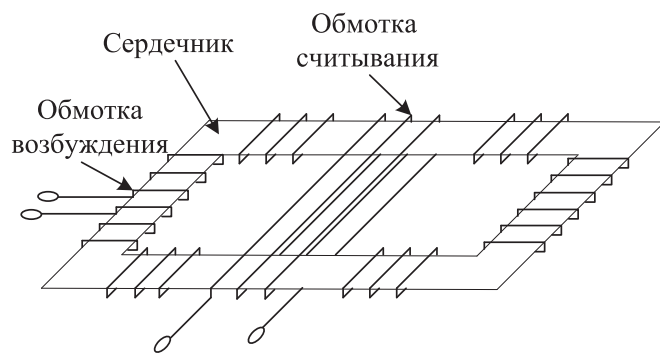


Рис. 2. Формирование сердечника

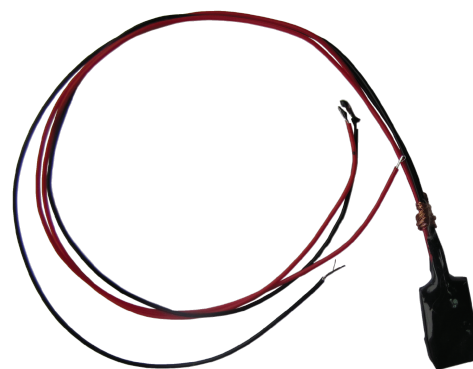
Схема кондиционирования сигнала с феррозондового датчика

Для формирования управляющего воздействия на феррозондовый датчик магнитного поля и считывания с него ЭДС, пропорциональной магнитной индукции измеряемого поля, была предложена функциональная схема кондиционирования сигнала контроллера, рис. 4.

Возбуждение феррозондового датчика осуществляется с помощью задающего генератора на логических элементах, который формирует униполярные прямоугольные импульсы частотой, равной $4f$. Для установления частоты сигнала f и скважности импульсов, равной двум, используются последовательно включенные два D-триггера. С выхода второго D-триггера сигнал с частотой f подается



а



б

Рис. 3. Схема размещения обмоток феррозондового датчика (а) и датчик в сборе (б)

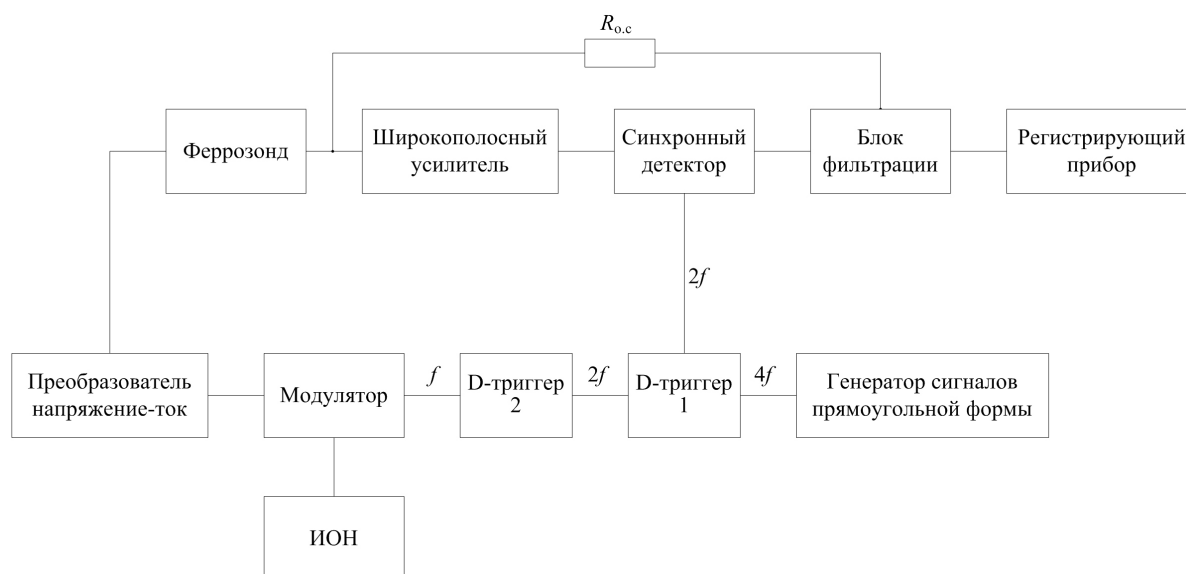


Рис. 4. Функциональная схема кондиционирования сигнала с феррозондового датчика

на управляющий вход модулятора, на сигнальный вход которого подано постоянное напряжение с регулируемого источника опорного напряжения (ИОН). В результате на выходе модулятора формируется биполярный сигнал скважностью равной двум и частотой f , который через преобразователь напряжения в ток поступает на обмотку возбуждения феррозондового датчика.

Сигнал с измерительной обмотки феррозонда усиливается широкополосным усилителем и поступает на вход синхронного детектора, на второй вход которого поступает сигнал с выхода первого D-триггера с частотой $2f$. В результате на выходе синхронного детектора выделяется сигнал, пропорциональный амплитуде второй гармоники, которая, в свою очередь, соответствует значению измеряемого магнитного поля. Выделенный сигнал фильтруется с целью устранения высокочастотного шума и через резистор отрицательной обратной связи $R_{0.c}$ задает компенсационный ток в измерительной обмотке феррозонда, а также через фильтр нижних частот поступает на регистрирующий прибор. Амплитуда напряжения на выходе фильтра нижних частот пропорциональна значению магнитной индукции.

Генератор сигналов прямоугольной формы собран на микросхеме 74НСТ14, D-триггеры выполнены на микросхеме НСF4013, источник опорного напряжения собран на микросхеме AD584, схемы модулятора и синхронного детектора построены на основе микросхемы AD630. Широкополосный усилитель собран на микросхемах AD797 и ADA4627-1, фильтры нижних частот выполнены на микросхемах AD8610.

Внешний вид устройства кондиционирования сигнала с феррозондового датчика представлен на рис. 5.

Проверка разработанного прототипа магнитометра и установление коэффициента преобразования осуществлялась методом прямых измерений магнитной индукции внутри системы экранов, поле создавалось соленоидом. В качестве образцового магнитометра использовался феррозондовый магнитометр Mag-01H производства Bartington Instruments. Магнитометр Mag-01H позволяет измерять одну компоненту магнитной индукции с разрешением не более 1 нТл в диапазоне температур от 300 до 4 К [7].

Результаты измерений приведены в таблице.

Таблица. Результаты измерений магнитной индукции

Значение магнитной индукции, полученное с помощью Mag-01H, нТл	Напряжение на выходе одноканального магнитометра, В	Коэффициент преобразования, В/мТл
98	$9,703 \cdot 10^{-3}$	99,01
	$9,701 \cdot 10^{-3}$	98,99
	$9,709 \cdot 10^{-3}$	99,07
	$9,705 \cdot 10^{-3}$	99,03
	$9,704 \cdot 10^{-3}$	99,02
1	$98,9 \cdot 10^{-6}$	98,9
	$98,8 \cdot 10^{-6}$	98,8
	$98,7 \cdot 10^{-6}$	98,7
	$99,0 \cdot 10^{-6}$	99,0
	$99,1 \cdot 10^{-6}$	99,1
$0,9 \cdot 10^4$	$89,0922 \cdot 10^{-2}$	98,9913
	$89,0917 \cdot 10^{-2}$	98,9907
	$89,0918 \cdot 10^{-2}$	98,9908
	$89,0924 \cdot 10^{-2}$	98,9915
	$89,0921 \cdot 10^{-2}$	98,9912

В результате установлено значение коэффициента преобразования прототипа одноканального магнитометра. Результаты измерений показали удовлетворительное качество прибора и его пригодность для измерения слабых магнитных полей.

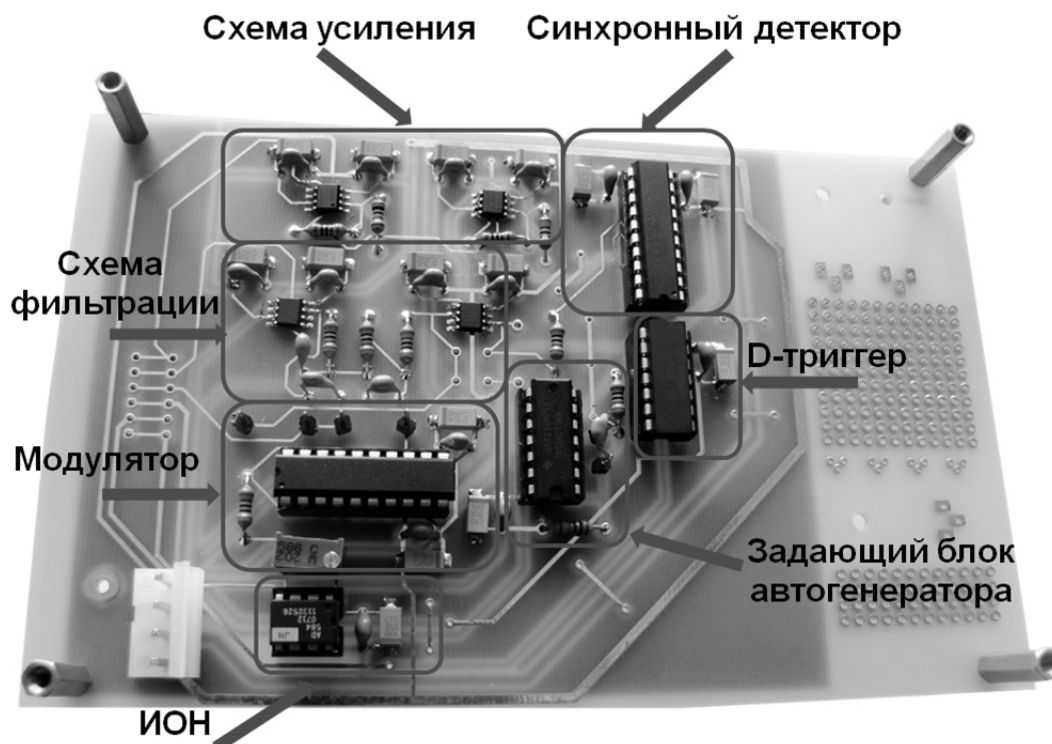


Рис. 5. Устройство кондиционирования сигналов с феррозондового датчика

Дальнейшие исследования имеют целью создание прототипа 3D магнитометра на основе трех расположенных ортогонально друг к другу феррозондовых датчиков и повышение чувствительности магнитометра.

Выводы

1. Предложена конструкция феррозондового датчика с геометрическими размерами $10 \times 6 \times 2$ мм для работы в области сверхнизких температур.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Johnson M.W., Amin M.H.S., Gildert S., et al. Quantum annealing with manufactured spins // Nature. – 2011. – V. 473. – Iss. 7346. – P. 194–198.
2. Uchaikin S., Likhachev A., Cioata F., et al. Sample 3D magnetometer for a dilution refrigerator // Proc. of the 26th Intern. Conf. on Low Temperature Physics (LT26). – August 10–17, 2011, Beijing, China, Institute of Physics at Chinese Academy of Sciences. – Beijing, 2011. – P. 332–338.
3. Uchaikin S.V. Fluxgate Magnetometer for Cryogenics // Czechoslovak Journal of Physics. – 1996. – V. 46. – P. 28–29.
4. Ando B., Baglio S., Bulsara A.R., Trigona C. Design and characterization of a microwire fluxgate magnetometer // Sensors and Actuators. – 2009. – V. 151. – P. 145–153.

2. Разработана схема кондиционирования для формирования управляющего воздействия на феррозондовый датчик и считывания с него ЭДС, пропорциональной магнитной индукции измеряемого поля.
3. Испытания магнитометра показали, что он обеспечивает диапазон измерения магнитной индукции от 10 мкТл до 1 нТл.

Работа выполнялась при поддержке федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. в рамках государственного контракта № 14.740.11.0950.

5. Finemet. EMC Components. 2011. URL: <http://www.hitachi-metals.co.jp/e/prod/prod0/pdf/hl-fm4-f.pdf> (дата обращения: 17.12.2011).
6. Nanocrystalline soft magnetic material. 2011. URL: <http://www.hilltech.com/pdf/hl-fm10-cFinemetIntro.pdf> (дата обращения: 22.11.2011).
7. Mag-01 Single Axis Fluxgate Magnetometer. 2011. URL: <http://www.bartington.com/Default.aspx?PageID=5187129&A=SearchResult&SearchID=176003&ObjectID=5187129&ObjectType=1> (дата обращения: 10.09.2011).

Поступила 21.03.2012 г.

РАЗРАБОТКА И МОДЕЛИРОВАНИЕ ФЕРРОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЗАПОМИНАЮЩЕЙ ЯЧЕЙКИ

О.А. Петросян, В.В. Буниатян, Л.М. Траваджян

Армянский государственный инженерный университет, г. Ереван

E-mail: polonc.ru@mail.ru

Рассмотрены сравнительные характеристики ферроэлектрических запоминающих устройств с наиболее распространенными запоминающими устройствами. Разработана новая многоисточковая структура ферроэлектрической запоминающей ячейки, проведен анализ ее работы, а также моделирование ячейки на основе программного пакета HSpice. Исследованы основные характеристики многоисточковой структуры при различных комбинациях параметров запоминающей ячейки согласно методу проектирования накопителя с оптимизированным отношением емкостей разрядной шины и ферроэлектрического конденсатора.

Ключевые слова:

Ферроэлектрическая ячейка, моделирование, временная диаграмма, многоисточковая структура.

Key words:

Ferroelectric cell, modeling, time diagram, multisource structure.

Введение

Энергонезависимая память является необходимым элементом компьютерных систем. Ферроэлектрическая (ФЭ) память с произвольной выборкой (FeRAM) является одной из перспективных типов репрограммируемой энергонезависимой памяти. ФЭ память характеризуется высокими скоростями записи/считывания информации и низкой потребляемой мощностью. Важным условием использования такой памяти является ее технологическая совместимость со стандартными технологиями изготовления современных интегральных схем.

Известно несколько вариантов построения ФЭ запоминающих ячеек (ЗЯ) – 1С, 1Т, 1Т-1С, 2Т-2С структуры [1, 2]. Во всех вариантах построения ЗЯ (рис. 1) логическим состояниям «1» и «0» соответствуют отрицательные и положительные значения остаточной поляризации ФЭ конденсатора.

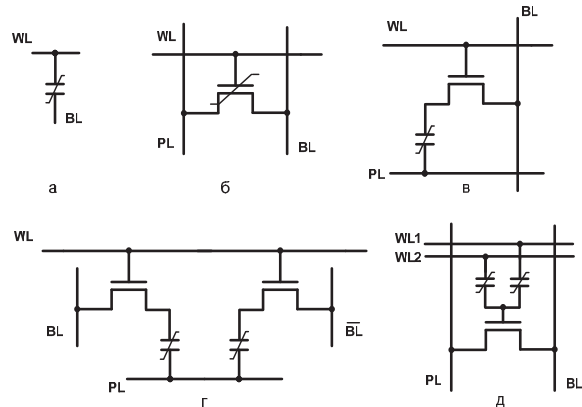


Рис. 1. Электрические схемы ФЭ ЗЯ: а) 1С; б) 1Т; в) 1Т-1С; г) 2Т-2С; д) 1Т-2С

В распространенных ФЭ ЗЯ обычно хранится только один бит информации, что приводит к ограниченными функциональными возможностями и низкой степени интеграции. Это обусловлено тем, что с истоком каждого транзистора ЗЯ связан один ФЭ конденсатор, что в свою очередь снижает эффективность использования площади кристалла.

В этой связи расширение функциональных возможностей и повышение степени интеграции ЗЯ является весьма актуальной задачей. В данной работе предложена и изучена новая структура энергонезависимой ФЭ ЗЯ.

Моделирование разработанной запоминающей ячейки

Разработанная ЗЯ 1Т-тС является многоисточковым МОП транзистором, с каждым истоком которого связан свой ФЭ конденсатор [3]. Подобно 1Т-1С ячейке в этой структуре принцип хранения информации основан на двух энергонезависимых состояниях спонтанной поляризации петли гистерезиса в ФЭ конденсаторе. На рис. 2 показана принципиальная электрическая схема разработанной ЗЯ.

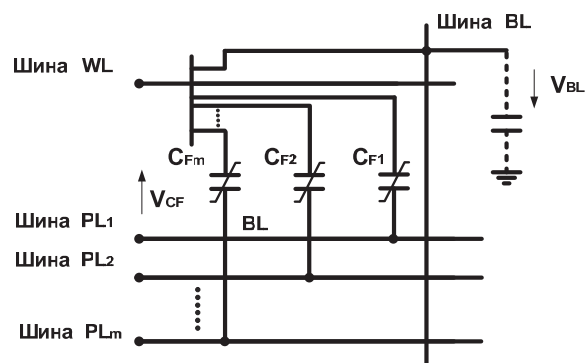


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема ЗЯ 1Т-тС

Сток транзистора соединен с разрядной шиной (BL), а затвор – со словарной шиной (WL). Данные хранятся в соединенных с истоками ФЭ конденсаторах. Одна из обкладок каждого конденсатора соединена с одним из стоков МОП транзистора, а другая обкладка подсоединена с управляющей шиной (PL). Выбор конденсаторов, связанных с данным транзистором, осуществляется приложением напряжения к соответствующей шине PL. Для записи данных, например, логической «1» в ФЭ конденсаторе, к шине BL прикладывается положительное напряжение, а к шине WL (затвору

транзистора) подается сигнал записи превышающее пороговое напряжение транзистора. Транзистор переходит в открытое состояние, и ток поляризует соответствующий ФЭ конденсатор. Для записи логической «1» в следующем конденсаторе ЗЯ реализуются те же операции но с той разницей, что низкое напряжение подается на связанный с данным конденсатором шины PL.

Временные диаграммы многоисточковой ЗЯ, а также характеристики токов переключения на основе электрической схемы тракта считывания ЗЯ (рис. 3) получены с использованием программы моделирования HSpice. На рис. 4 и 5 показаны

временные диаграммы режимов записи и считывания логической «1» и «0» в ЗЯ 1Т-мС. Для данного примера рабочее напряжение питания составляло 3 В, частота сигнала 5 МГц, площадь ФЭ конденсатора $4,5 \cdot 10^{-12} \text{ м}^2$, материал ферроэлектрика PZT.

При считывания информации регистрируется изменение тока, обусловленное переключением заряда поляризации конденсатора, когда к ЗЯ прикладывается соответствующее напряжение. ФЭ конденсатор переключается и чувствительный усилитель (рис. 3) регистрирует записанную в ЗЯ информацию, т. е. изменение напряжения на шине BL. Временная диаграмма моделированных токов

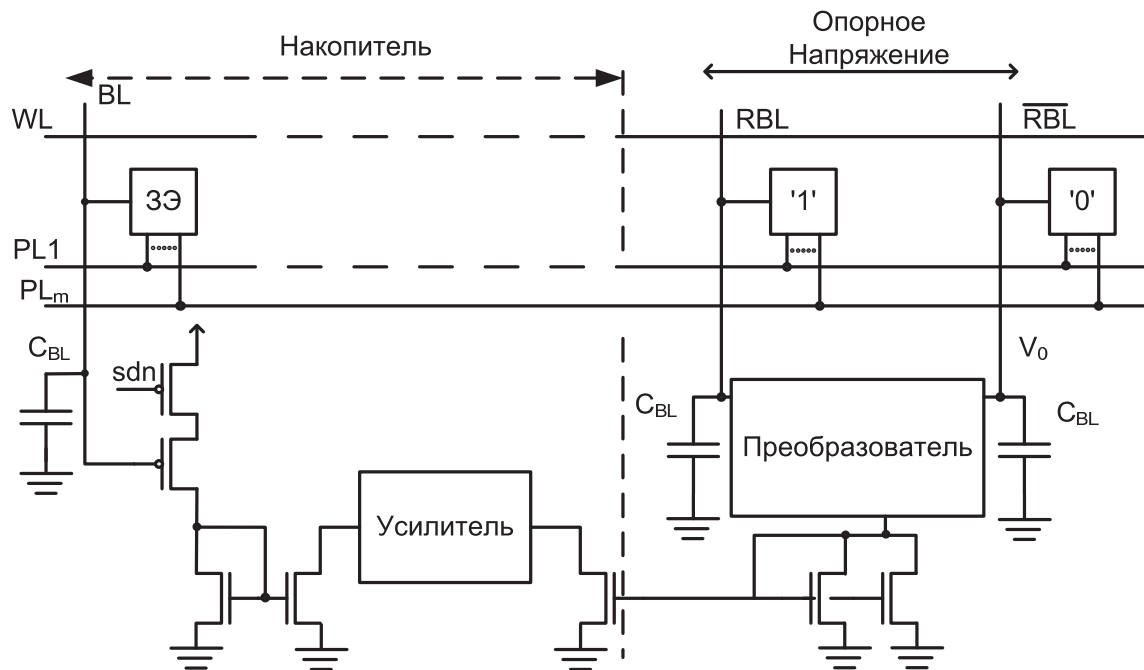


Рис. 3. Электрическая схема тракта считывания ЗЯ: RBL – опорная битовая шина; RBL – инверсная опорная битовая шина; sdn – сигнал контроля усилителя

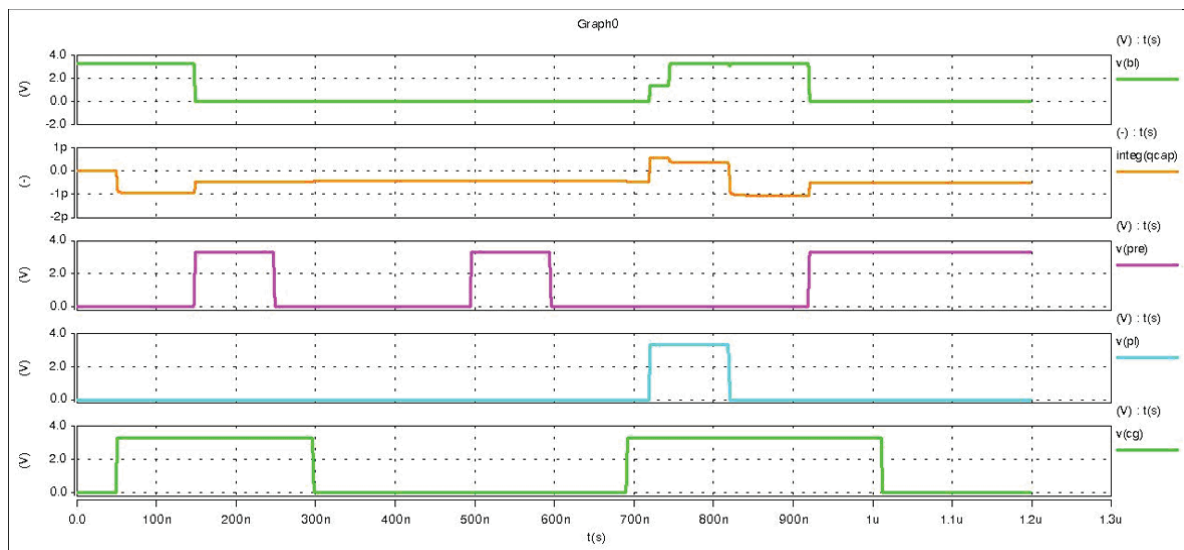


Рис. 4. Временные диаграммы режимов записи и считывания логической «1» (снизу вверх показаны напряжения WL, PL и предзарядки, остаточный заряд в ФЭ конденсаторе и напряжение BL)

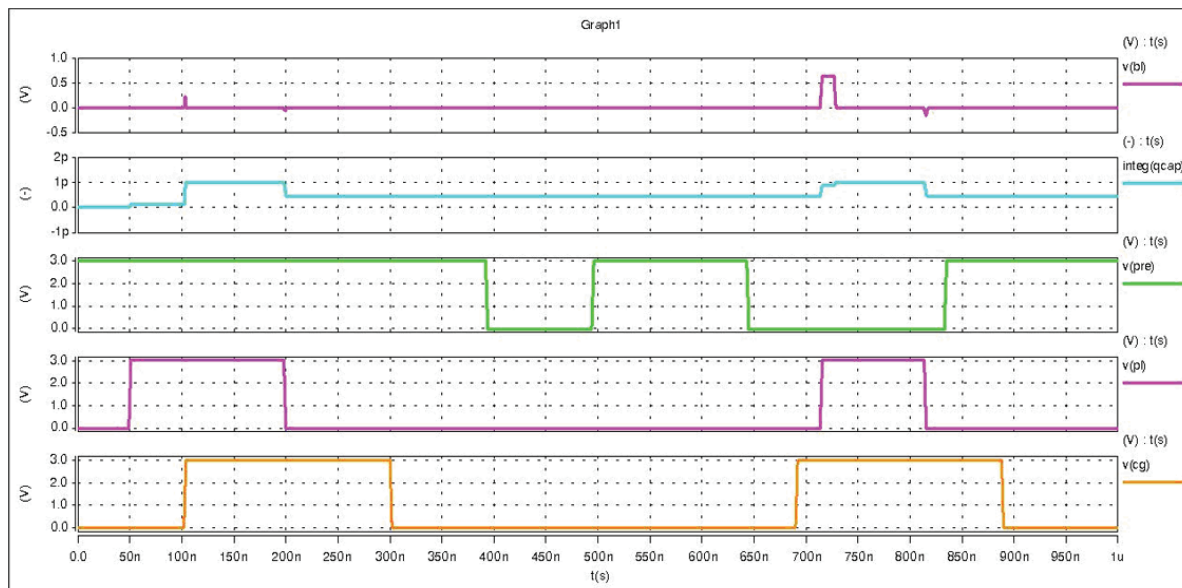


Рис. 5. Временные диаграммы режимов записи и считывания логического «0»

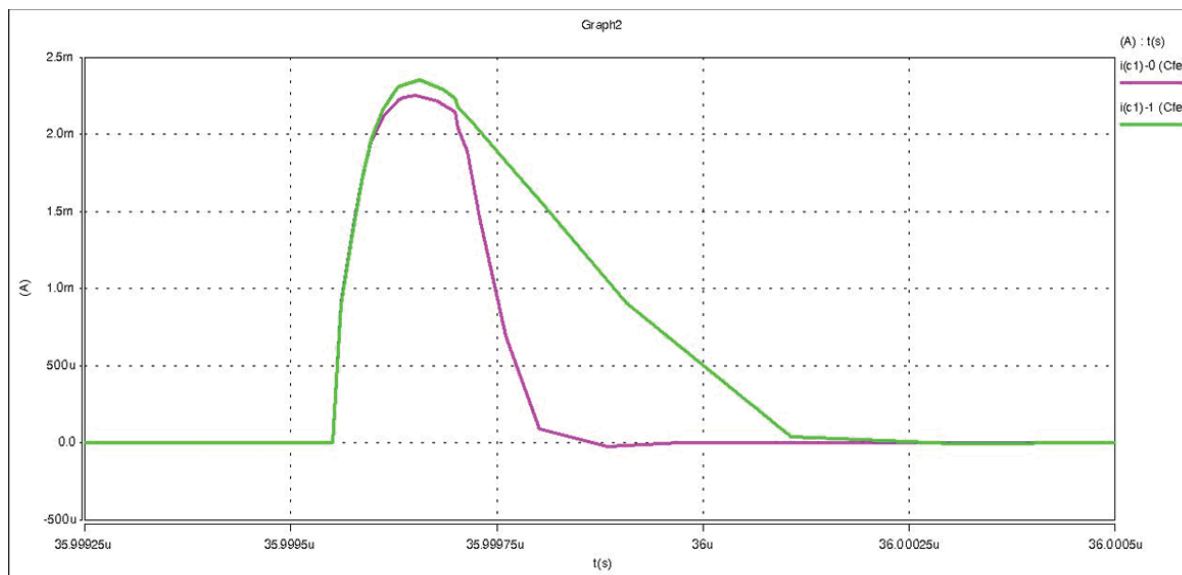


Рис. 6. Временная зависимость токов переключения в режиме считывания. Верхняя кривая соответствует логической «1», а нижняя кривая логическому «0»

переключения ЗЯ в режиме считывания показана на рис. 6. В режиме считывания записанная в ЗЯ информация стирается, следовательно в том же цикле производится восстановление начальной информации (рис. 4 и 5). Величина напряжения считанной из ФЭ ЗЯ, как и в традиционном ЗЯ DRAM, определяется отношением C_{BL}/C_{FE} , где C_{FE} – емкость ФЭ конденсатора и C_{BL} – паразитная емкость битовой линии.

Емкость C_{BL} обусловлена главным образом диффузионной емкостью транзистора выборки на битовой линии, а емкость C_{FE} зависит от записанной в ЗЯ информации. ФЭ конденсатор можно аппроксимировать емкостью C_{FE1} , если в ЗЯ записана «1», и C_{FE0} , если записана «0», как показано на рис. 7.

Изменение динамической емкости полупроводниковых элементов при изменении приложенного к ним напряжения пренебрежимо мало по сравнению с исходной емкостью и поэтому при моделировании ЗЯ не учитывается.

Расчет значений напряжения на битовой линии ФЭ ЗЯ проведен согласно эквивалентной схеме, приведенной на рис. 8.

Если хранимая в ЗЯ информация логическая «1», то $V_{BL1} + V_{CF1} = V_{DD}$; $Q_{BL1} = C_{BL} V_{BL1} = C_{CF1} V_{CF1} = Q_{CF1}$ и

$$V_{BL1} = \frac{C_{CF1}}{C_{CF1} + C_{BL}} V_{DD} \quad \text{или} \quad V_{BL1} = \frac{1}{1 + C_{BL} / C_{CF1}} V_{DD} \cdot (1)$$

Если же хранимая информация логический «0», то $V_{BL0} + V_{CF0} = V_{DD}$; $Q_{BL0} = C_{BL} V_{BL0} = C_{CF0} V_{CF0} = Q_{CF0}$ и

$$V_{BL0} = \frac{C_{CF0}}{C_{CF0} + C_{BL}} V_{DD} \text{ или } V_{BL0} = \frac{1}{1 + C_{BL} / C_{CF0}} V_{DD} \cdot (2)$$

Так как $C_{CF0} < C_{CF1}$, следовательно $V_{CF0} < V_{CF1}$.

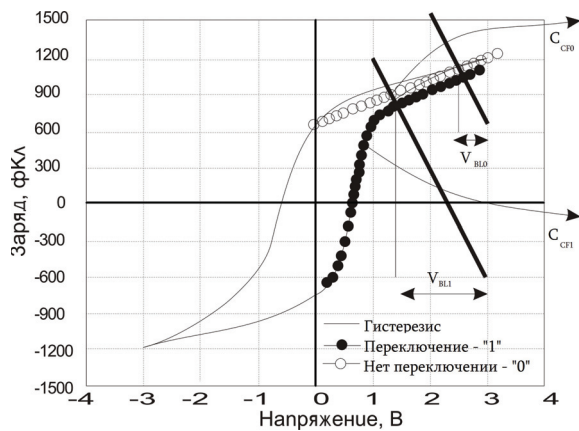


Рис. 7. Аппроксимация петли гистерезиса ФЭ конденсатора двумя линейными конденсаторами C_{CF0} и C_{CF1}

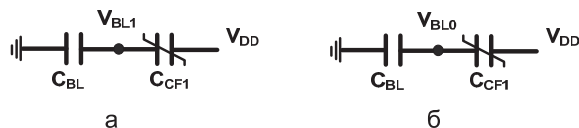


Рис. 8. Эквивалентная схема ЗЭ в режиме считывания логической «1» (а) и логического «0» (б) для расчета напряжений V_{BL1} и V_{BL0} соответственно

Емкость опорного конденсатора и опорное напряжение ЗЯ можно рассчитать, пользуясь следующими выражениями:

$$C_{ref} = \frac{C_{CF0} + C_{CF1}}{2}; V_{ref} = \frac{V_{BL0} + V_{BL1}}{2}.$$

Из уравнений (1) и (2) следует, что как V_{BL1} , так и V_{BL0} зависят от отношения C_{BL}/C_{FE} . Важно отметить, что при считывании информации емкости C_{BL} и C_{FE} должны удовлетворять определенному соотношению. В соответствии с этим требованием был предложен метод проектирования накопителя с оптимизированным C_{BL}/C_{FE} отношением [2]. Согласно этому методу для точной операции считывания величина C_{BL} должна находиться выше определенного уровня. Для полноценного описания возможностей многоисточковой структуры изучены основные характеристики напряжений V_1 и V_0 (V_{BL1} и V_{BL0}) при различных комбинациях параметров ЗЯ. На рис. 9 показана зависимость напряжения V_1 (V_{BL1}) от числа конденсаторов (источков) в ЗЯ при различных значениях отношения C_{BL}/C_{FE} . Напряжение на битовой линии сравнительно слабо зависит от числа конденсаторов в многоисточковой структуре, но существенно зависит от отношения C_{BL}/C_{FE} .

На рис. 10–12 представлены зависимости напряжений V_1 , V_0 и $\Delta V_{BL} = (V_1 - V_0)$ от отношения C_{BL}/C_{FE} , построенные на основе моделированных временных диаграмм.

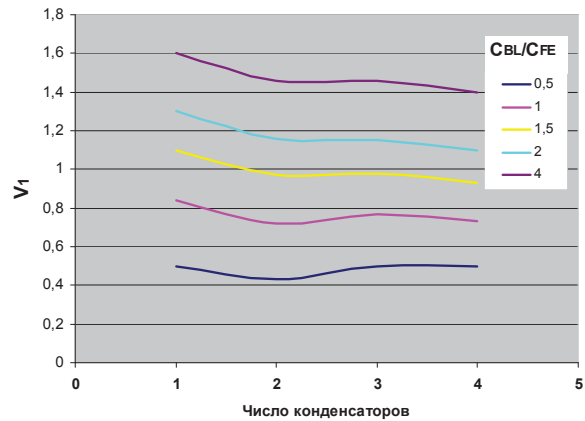


Рис. 9. Зависимость напряжения V_1 от числа конденсаторов в ЗЯ при различных значениях C_{BL}/C_{FE}

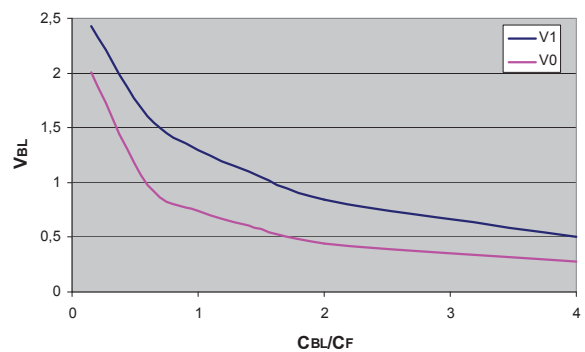


Рис. 10. Зависимость напряжений V_1 и V_0 от отношения C_{BL}/C_{FE}

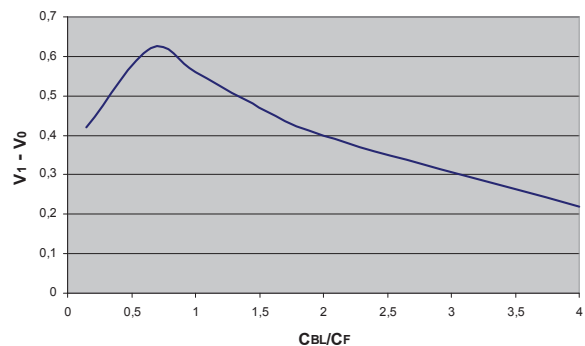


Рис. 11. Зависимость разности напряжений ΔV_{BL} (дифференциальное напряжение) от отношения C_{BL}/C_{FE} (число подключенных конденсаторов равно трем)

Полученные количественные зависимости необходимы при проектировании ФЭ ЗЯ, так как позволяют в первом приближении оценить возможные пределы изменения емкостей битовой линии C_{BL} и ячейки C_{FE} (эквивалентно площади конденсатора). Становится очевидным, что в отличие от DRAM увеличение размера ФЭ конденсатора не всегда приводит к более высокому сигнальному напряжению. Это обусловлено тем, что в режиме считывания напряжение PL (например, V_{DD}) распределяется согласно емкостному делителю, формируемому емкостями C_{FE} и C_{BL} . При этом для увеличения уровня напряжения считывания выходно-

го сигнала важной задачей становится определение оптимального соотношения между C_{BL} и C_{FE} .

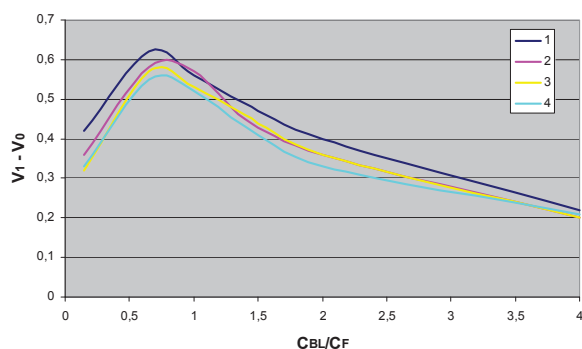


Рис. 12. Зависимость разности напряжений ΔV_{BL} от C_{BL}/C_{FE} при различном числе подключенных в структуре конденсаторов

На рис. 10 и 11 наблюдается четкий максимум для разности потенциалов ΔV_{BL} , следовательно увеличивается ресурс чувствительного усилителя. Таким образом, можно получать данные с более высокой надежностью. Для современного уровня технологии емкость битовой линии C_{BL} во много раз больше емкости ячейки C_{FE} , следовательно уровень дифференциального напряжения битовой линии по существу очень низкий (100...300 мВ).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Sheikholeslami A., Gulak P.G. A Survey of Circuit Innovations in Ferroelectric Random-Access Memories // Proc. of the IEEE. – 2000. – V. 88. – № 5. – P. 667–689.
2. Matchyn S. Fabrication and Characterisation of Ferroelectric Lead Zirconate Titanate and Strontium Bismuth Tantalate Thin Films. – Magdeburg, 2006. – 126 p.

Выводы

1. Разработана новая многоистоковая запоминающая ячейка, позволяющая увеличивать функциональные возможности и степень интеграции запоминающего устройства. Рассмотрены ее принцип работы и конструктивные особенности.
2. Моделирование временных характеристик электрической схемы тракта считывания запоминающей ячейки показали их соответствие с аналогичными характеристиками серийно выпускаемых ферроэлектрических запоминающих устройств.
3. Получены выражения для напряжений высокого и низкого уровней на битовой шине ячейки и исследованы ее основные характеристики при различных числах истоков МОП транзистора и отношения емкостей разрядной шины и конденсатора.
4. Установлено, что напряжение на битовой линии слабо зависит от числа конденсаторов ячейки и существенно зависит от отношения емкостей разрядной шины и конденсатора. Показана важность определения отношения этих емкостей, при котором дифференциальное напряжение достигает максимального значения.
3. Ферроэлектрическая ячейка: пат. AM20100167 Республика Армения; заявл. 07.12.10; опубл. 25.03.11. Бюл. № 2. – 23 с.

Поступила 27.10.2011 г.

УДК 681.5

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СВОЙСТВ РАДИАЦИОННОСТОЙКИХ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ

А.А. Филипас, А.Ю. Агеев, Е.В. Агеева

Северский технологический институт НИЯУ «МИФИ»

E-mail: alf@ssti.ru

Описан программно-аппаратный автоматизированный комплекс, предназначенный для изучения статических и динамических свойств пьезоэлементов при варьировании внешних воздействий (температуры, внешнего статического усилия и т. д.). В составе комплекса механическая часть, система задания внешних электрических сигналов, системы измерений и контроля, управляющая программа и база данных. В механической части использован принцип гидростатического формирования усилия на основе шагового электродвигателя. Управляющая программа и база данных позволяют накапливать, обрабатывать, наглядно представлять и сохранять получаемые результаты исследований.

Ключевые слова:

Автоматизированный программно-аппаратный комплекс, пьезокерамика, статические и динамические свойства пьезоэлементов, управляющая программа, база данных.

Key words:

Automatic complex, piezoceramics, static and dynamic characteristics of piezoelements, computer controlling program, data base.

Благодаря разработке и практической реализации высокоэффективных составов пьезокерамики в настоящее время широко распространены устройства и функциональные блоки на основе пьезоэлементов. Это датчики различных физических величин — ускорения, давления, механических усилий, вибрации и т. д., а также специальные исполнительные и преобразовательные устройства — пьезоэлектрические двигатели, пьезотрансформаторы и т. д. [1–5]. Преимущественными отличиями таких устройств и блоков являются их малые размеры, высокая чувствительность, высокая надежность, работоспособность в неблагоприятных условиях, таких, как агрессивные и радиоактивные внешние среды и т. д. [6]. Очевидно, что пьезоэлемент, находящийся в условиях допустимого воздействия внешних неблагоприятных факторов и являющийся чувствительным элементом датчика или рабочим элементом пьезопреобразователя, должен максимально сохранять свои параметрические характеристики. Для создания отвечающих таким требованиям датчиков и исполнительных пьезопреобразователей необходим контроль и анализ параметров статических и динамических характеристик пьезоэлементов как на стадии их проектирования, так и на стадии изготовления.

Одним из подходов в решении данной задачи является использование расчетных методов анализа характеристик пьезоэлементов на стадии их проектирования. Для достижения этой цели применяются различные математические модели [7].

Другим подходом в оценке свойств пьезоэлементов является практическое их исследование с помощью испытательных стендов. Данный подход имеет определенные преимущества перед указанным выше расчетным методом, т. к. исследованию подвергаются реальные физические объекты, а не их математические модели. Описанию такого программно-аппаратного комплекса посвящена настоящая работа.

Разработанный комплекс имеет функциональную схему, рис. 1. Термопары и вибродатчик, показанные на схеме, можно отнести к чувствительным элементам.

Программно-аппаратный комплекс позволяет получать статические и динамические характеристики пьезоэлементов различных типоразмеров при разнообразных задаваемых воздействиях внешней среды. Другими словами с помощью комплекса исследуется реакция пьезоэлемента на постоянное и/или изменяющееся во времени внешнее воздействие.

Структурно программно-аппаратный комплекс состоит из ряда взаимосвязанных подсистем на различных иерархических уровнях. К первому уровню относится подсистема измерения реакции пьезоэлемента на внешние воздействия. Для известных геометрических размеров пьезоэлемента данная подсистема формирует выходные (контролируемые) параметры — ток, напряжение, частоту вибрации пьезоэлемента, его температуру, влажность окружающей среды.

В качестве второй подсистемы можно рассматривать подсистему регулирования параметров внешних воздействий — задаваемой температуры пьезоэлемента, приложенного к нему механического усилия (давления) и т. д. Функция регулирования температуры исследуемого объекта реализуется соответствующим контуром путем подачи сигнала с выхода цифроаналогового преобразователя на терморегулятор, который, в свою очередь, изменяет мощность нагревательного элемента и формирует заданную температуру пьезоэлемента.

В качестве регулятора температуры в комплексе использован прибор ОВЕН-МПП51 [8]. Программный датчик ОВЕН-МПП51 предназначен для управления многоступенчатыми температурно-влажностными режимами технологических процессов. Он производит как измерение температуры, так и регулирование (поддержание) параметров по задаваемой пользователем программе.

Подсистема формирования механического усилия предназначена для создания на исследуемый пьезоэлемент силового воздействия требуемой величины. Подсистема позволяет реализовать два способа формирования усилия: ручное грузоналожение и регулирование усилия при помощи автоматизированного электропривода.

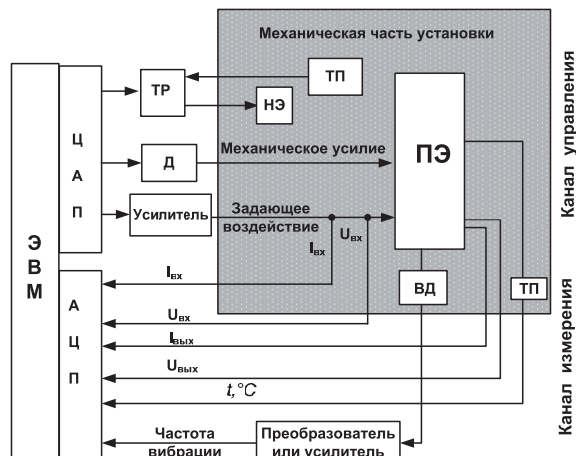


Рис. 1. Функциональная схема программно-аппаратного комплекса: ПЭ – исследуемый пьезоэлемент; ВД – вибродатчик; ТР – терморегулятор; НЭ – нагревательный элемент; ТП – термопара; Д – двигатель

В данной подсистеме применен гидростатический способ нагрузки пьезоэлемента, для реализации которого использован вертикально расположенный вал с резьбой. По валу перемещается гайка, жестко связанная с рабочей емкостью, наполненной жидкостью. Связующим звеном между устройством давления на пьезоэлемент и рабочей емкостью является не перегибаемый шланг.

В данной конструкции подсистемы механического усилия диапазон создаваемых усилий определяется весом жидкости и длиной вала. Чем выше поднимается рабочая емкость, тем больше создаваемое усилие на пьезоэлемент. Точность регулирования усилия внутри рабочего диапазона определяется минимальным перемещением гайки. Для повышения точности регулирования усилия в качестве электропривода, перемещающего рабочую емкость с жидкостью, использован электропривод на основе шагового двигателя.

Подсистема формирования электрического входного воздействия (в данном случае речь идет о формировании входного тока и входного напряжения), реализована на базе двухканального виртуального цифрового генератора сигналов произвольной формы типа АНР-3122 фирмы Актаком [9]. Это 12-разрядный цифровой прибор в стандартном конструктиве приборов серии «USB-лаборатория АКТАКОМ», формирующий сигнал произвольной формы или сигнал одной из стандартных форм (синусоидальная, прямоугольная, треугольная и другие) одновременно по двум каналам. Прибор также вырабатывает выходной сигнал для синхронизации запуска других приборов комплекса.

В измерительном канале комплекса установлен цифровой запоминающий осциллограф «USB-лаборатория АКТАКОМ» АСК-3117 [10]. Указанный виртуальный осциллограф имеет 4 независимых канала с разрешением 8 бит и чувствительностью от 2 мВ/дел до 10 В/дел в полосе частот 0...100 МГц с аппаратным буфером на 131071 выборки для каждого канала. Входное сопротивление выбирается программно – 1 МОм или 50 Ом. Поставляемое с прибором программное обеспечение обеспечивает возможность управления прибором, а также предоставляет ряд сервисных возможностей. Поскольку каждый канал осциллографа АСК-3117 имеет собственный АЦП, то в нем отсутствуют побочные эффекты, свойственные приборам с мультиплексированием каналов.

Программная часть комплекса реализована по алгоритму, связывающему элементы аппаратной части, измерительные приборы и ресурсы персонального компьютера в единый программно-аппаратный комплекс [11]. Структура взаимосвязей уровней показана на рис. 2.

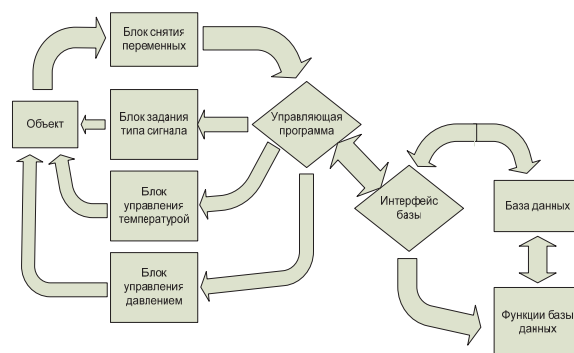


Рис. 2. Обобщенная структура взаимосвязи программного обеспечения и аппаратной части комплекса

Программное обеспечение включает в себя управляющую программу и базу данных. Объектный алгоритм программного обеспечения, рис. 3, можно условно разделить на основные блоки по характеру выполняемых функций.

Блок ручного задания условий проведения эксперимента (блок 1) предназначен для детального описания условий проведения эксперимента. Каждое условие может быть отредактировано отдельно. Набор значений, составляющих условия проведения эксперимента, может быть выделен для профильного ввода.

Под профильным вводом понимается набор параметров, описывающих условия проведения эксперимента, сохраненного для быстрого использования.

Второй блок объектного алгоритма описывает работу комплекса с профильным вводом условий проведения эксперимента. При этом используются существующие стандартные параметры испытаний. Этот блок на базе стандартных начальных условий обеспечивает быстрый переход к непосредственному выполнению эксперимента.

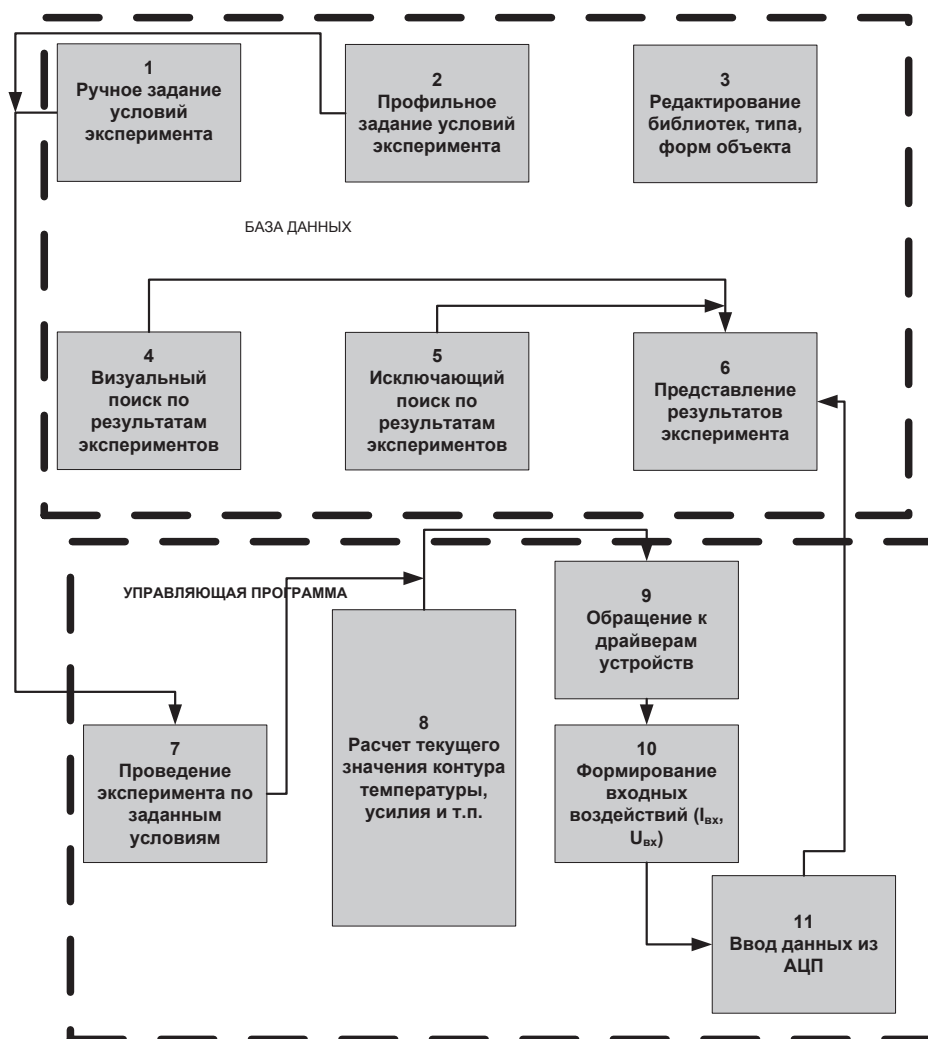


Рис. 3. Объектный алгоритм программного обеспечения программно-аппаратного комплекса

Блок редактирования библиотек, типа, форм объекта (блок 3) реализует функции пополнения элементной базы объектов (пьезокерамических элементов) с основными техническими параметрами и удаления ненужных типов. Блок визуального поиска (блок 4) представляет собой древовидное изображение содержимого базы данных по выполненным экспериментам, включая задающее воздействие, выходные характеристики и внешние условия проведения эксперимента.

Исключающий или классификационный поиск (блок 5) предполагает фильтрацию базы данных по выполненным экспериментам с необходимыми параметрами.

Блок представления результатов реализует функцию составления отчета в электронном виде или вывод информации по бланку отчета на печать. Управляющая программа (рис. 3, блоки 7–11), представляет собой расчетный цикл программы, с обращением к исполнительным устройствам подсистем внешних условий для формирования заданного уровня воздействий. Кроме этого,

в управляющей программе реализована функция работы с драйверами осциллографа и генератора с текущими внешними воздействиями.

Программное обеспечение автоматизированного комплекса для исследования свойств пьезокерамики можно представить в виде связки «сервер-клиент». Получив информацию от сервера клиент (интерфейс базы данных), реализуя функции обработки и хранения данных, аккумулирует данные по каждому эксперименту. При получении интерфейсом пакета данных происходит распределение его признакам, определяющим эксперимент. Следующий шаг можно определить как обращение к ним через визуализацию всех данных хранящихся в базе или через поиск. Визуализация позволяет быстро и легко находить необходимые записи, поскольку они разбиты по категориям и представляют собой древовидную систему.

Данная система обеспечивает оптимальные условия для работы с большим количеством экспериментов, так как позволяет оценить полноту и достаточность проведенных серий экспериментов

для полного изучения объекта. Разработанная база данных представляет собой совокупность таблиц, имеющих необходимое количество реляций собственных идентификаторов с теми полями головной таблицы, где требуется их значение. Программа использует таблицы в многопользовательском режиме – при открытии таблицы в форме происходит буферизация таблицы. В программе реализован механизм перепаковки данных – при удалении записи в таблицах базы данных происходит лишь отметка их на удаление, а физическое исключение их из базы происходит при помощи функции перепаковки. Интерфейс базы данных, примеры окон которого изображены на рис. 4, наглядно отображает функциональное содержание и позволяет легко оперировать используемыми данными, проводя добавление, удаление, расчеты, построение графиков и т. д.

Отличительной чертой разработанной программной связки «сервер-клиент» является возможность проведения автоматической серии экспериментов. Установленная последовательность смены условий проведения опыта будет автоматически

отрабатываться программой после завершения текущего эксперимента.

Следует отметить наличие многопользовательского режима, что обеспечивает анализ поступающих данных на одном компьютере, в то время как другой компьютер, с установленной управляющей программой, будет производить сбор данных.

База данных и ее интерфейс созданы в среде Visual FoxPro 9.0, в то время как управляющая программа, являясь подчиненной к базе данных, написана на C++. Язык программирования управляющей программы выбран с учетом оптимального взаимодействия с используемыми приборами для задания параметров эксперимента и сбора данных.

Хранение данных по их классификационным признакам дает возможность качественной визуализации базы данных. Предусмотрены также функции анализа данных: построение характеристик, математические операции, формирование таблиц результатов измерений, создание отчетов по проведенным экспериментам.

Данный комплекс может найти применение в научно-исследовательских лабораториях, зани-

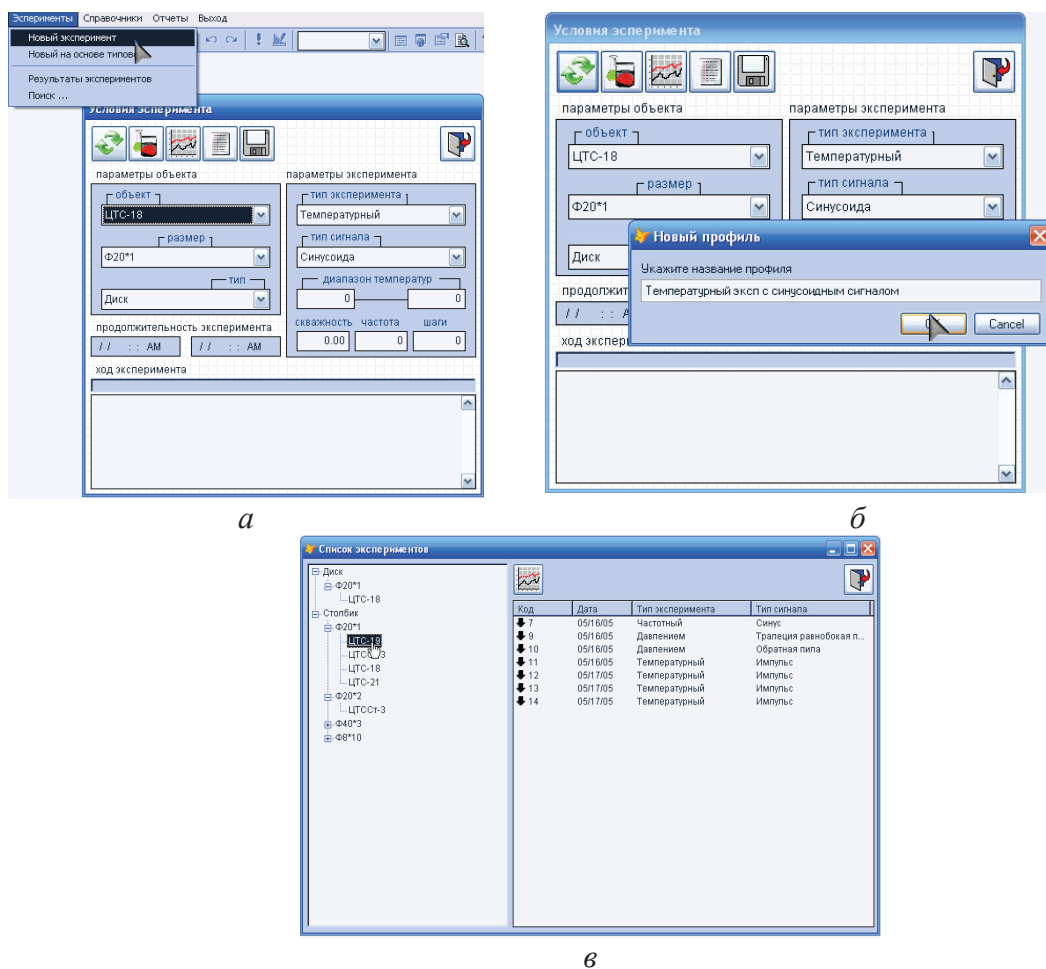


Рис. 4. Примеры окон разработанной базы данных: а) окно создания нового эксперимента; б) окно задания параметров эксперимента; в) дерево списка проведенных экспериментов

мающихся изучением свойств пьезокерамических изделий, а также в промышленных лабораториях производств, выпускающих датчики и исполнительные устройства на основе пьезокерамики.

Выводы

Разработан программно-аппаратный комплекс для исследования пьезокерамических элементов датчиков и исполнительных устройств с целью

определения их статических и динамических характеристик. Изучение свойств исследуемых объектов производится при различных параметрах внешних воздействий в ручном и автоматическом режимах. Разработанное программное обеспечение комплекса позволяет накапливать, обрабатывать и наглядно отображать получаемые результаты исследований, а также сохранять их в форме базы данных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Глозман И.А. Пьезокерамика. – М.: Энергия, 1972. – 288 с.
2. Джигунов Р.Г., Борисюк А.М. Современные тенденции и направления развития пьезотехники. – Ростов-на-Дону: Книга, 1995. – Т. 3. – С. 5–12.
3. Джогупов Р.Г., Ерофеев А.А. Пьезокерамические элементы в приборостроении и автоматике. – Л.: Машиностроение, 1986. – 256 с.
4. Пугачев С.И. Пьезокерамические преобразователи. – Л.: Судостроение, 1984. – 86 с.
5. Яффе Б., Кук К., Яффе Г. Пьезоэлектрическая керамика. – М.: Мир, 1974. – 288 с.
6. Пьезоэлектрическое приборостроение: 3 тома. Т. 3. Богуш М.В. Пьезоэлектрические датчики для экстремальных условий эксплуатации. – Ростов-на-Дону: СКНЦ ВШ, 2006. – 346 с.
7. Богуш М.В. Анализ и синтез пьезоэлектрических датчиков для вихревых расходомеров на основе пространственных электро-

- термоупругих моделей: дис. ... д-ра техн. наук. – Ростов-на-Дону, 2009. – 266 с.
8. Программируемый по времени регулятор температуры ОВЕН МПР51. 2012. URL: <http://www.owen.ru> (дата обращения: 13.01.2012).
9. Генератор функциональный АНП-3122. 2012. URL: <http://www.aktakom.ru> (дата обращения: 13.01.2012).
10. Четырехканальный осциллограф – приставка с гальваноразвязкой АСК-3117. 2012. URL: <http://www.aktakom.ru> (дата обращения: 13.01.2012).
11. Филипас А.А., Подкуйко Е.В., Артеменко А.Н. Алгоритм программного обеспечения автоматизированного комплекса для исследования свойств пьезокерамики. Отраслевой фонд регистрации алгоритмов и программ. Номер разработки: 02069326.00154-019901 от 21.11.2007.

Поступила 13.01.2012 г.

УДК 621.373.52

ИМПУЛЬСНЫЙ ГЕНЕРАТОР НА ДИОДЕ ГАННА С ПОВЫШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТЬЮ ВЫХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ

В.П. Пушкарев, А.А. Титов, В.Д. Жарский*, В.П. Жирнов*, В.А. Кочумеев**, Д.Ю. Пелявин, И.В. Шухлов**

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

*ОАО «Радиоприбор», г. Владивосток

**ОАО «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов», г. Томск

E-mail: TitovAA@rzi.tusur.ru

Приведено описание СВЧ генератора, состоящего из возбудителя и резонаторной камеры с установленным в ней диодом Ганна 3А750Г. За счет оригинального схематехнического решения системы стабилизации напряжения возбуждения диода Ганна удалось минимизировать влияние изменения дестабилизирующих факторов на характеристики генератора.

Ключевые слова:

Диод Ганна, СВЧ генератор, возбудитель, стабильность характеристик.

Key words:

Gunn diode, microwave generator, exciter, characteristic stability.

В системах ближней радиолокации и радионавигации широко используют генераторы на магнетронах с импульсной выходной мощностью в десятки ватт. Для замены этих генераторов предлагается СВЧ генератор на диоде Ганна, управляемый микроконтроллером, генерирующим импульсы ТТЛ-уровня. Генератор состоит из возбудителя и резонаторной камеры с диодом Ганна 3А750Г [1].

На рис. 1 приведена принципиальная схема возбудителя.

В состав возбудителя входят: самоуправляемый ограничитель на транзисторе $VT1$; трехкаскадный импульсный усилитель на транзисторах $VT2$, $VT4$, $VT6$; устройство управления амплитудой импульса возбуждения диода Ганна на транзисторе $VT5$.

Ограничитель, реализованный на основе схемы [2], обеспечивает стабилизацию амплитуды и длительности импульсов на входе импульсного усилителя при многократном изменении амплитуды импульсов на входе возбудителя.

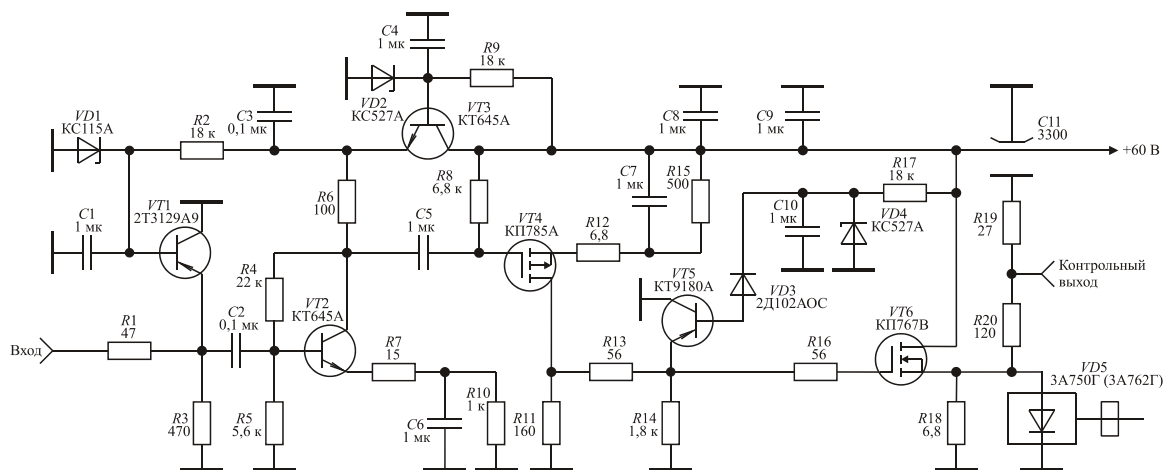


Рис. 1. Принципиальная схема возбудителя

Ограничитель работает следующим образом. На базу транзистора $VT1$ со стабилизатора напряжения, состоящего из резистора $R2$ и стабилитрона $VD1$, подается постоянное запирающее оба перехода транзистора $VT1$ напряжение. В случае использования $p-n-p$ транзистора, рис. 1, это напряжение положительное. При подаче на вход ограничителя импульсов положительной полярности, транзистор $VT1$ будет заперт до тех пор, пока амплитуда указанных импульсов будет меньше запирающего напряжения, подаваемого на базу транзистора $VT1$. При превышении амплитудой входных импульсов значения запирающего напряжения, транзистор $VT1$ открывается, и его входное сопротивление будет составлять доли Ом. В этом случае транзистор $VT1$ играет роль самоуправяемого ограничителя [3].

Делитель напряжения на резисторах $R1$ и $R3$ необходим для сохранения работоспособности ограничителя при работе от генератора с малым выходным сопротивлением. При отсутствии делителя, шунтирующее действие транзистора $VT1$ будет уменьшаться с уменьшением выходного сопротивления генератора и может привести к выходу его из строя, либо выжиганию транзистора $VT1$.

Экспериментальные исследования показали, что, при изменении амплитуды входных импульсов в пределах 2,5...15 В, амплитуда импульсов на выходе ограничителя изменяется в пределах 2,2...2,4 В.

Трехкаскадный импульсный усилитель на транзисторах $VT2$, $VT4$, $VT6$ обеспечивает на выходе получение импульсов положительной полярности амплитудой до 50 В и током до 18 А. В каскадах на транзисторах $VT2$, $VT4$ использована последовательная отрицательная обратная связь по току (элементы $R7$, $R12$), обеспечивающая высокие технические показатели, не смотря на свою простоту [4]. Достоинством схемы является стабилизация характеристик усилителя, что позволяет исключить процесс его настройки.

Особенностью работы диодов Ганна является динамическое изменение их сопротивления в за-

висимости от мгновенного значения приложенного напряжения. Поэтому для стабильной работы СВЧ генераторов на этих диодах требуется возбудитель с выходным сопротивлением, составляющим десятые доли Ом. Для реализации указанного требования выходной каскад усилителя на транзисторе $VT6$ выполнен по схеме с общим стоком с выходным сопротивлением не более 0,05 Ом. Каскад с общим стоком имеет коэффициент усиления по напряжению, близкий к единице. Он обладает высоким быстродействием, что позволяет обеспечить время установления фронта импульса усилителя не более 60 нс при работе на нагрузку с активным сопротивлением свыше 3 Ом.

Рабочие импульсные напряжения диодов Ганна типа 3А750Г индивидуальны и лежат в диапазоне 20...50 В. Поэтому на входе выходного каскада установлено устройство управления амплитудой импульсов возбуждения на транзисторе $VT5$, реализованное по схеме [5].

Устройство управления амплитудой импульсов работает следующим образом. Напряжение стабилизации стабилитрона $VD4$ выбирается равным амплитуде импульсов на выходе устройства управления. В исходном состоянии диод $VD3$ закрыт. Поэтому постоянное напряжение, подаваемое со стабилитрона $VD4$ на катод диода $VD3$, не поступает на базу транзистора $VT5$. При подаче на вход устройства управления импульсов, имеющих амплитуду меньше, чем значение постоянного напряжения на катоде диода $VD3$, он остается закрытым. Транзистор $VT5$ также закрыт. В этом случае импульс, подаваемый на вход устройства управления, беспрепятственно проходит на его выход и поступает на затвор транзистора $VT6$. Резистор $R13$ необходим для ограничения предельного тока транзистора $VT5$ при его открывании. При подаче на вход устройства управления импульсов, имеющих амплитуду, превышающую значение постоянного напряжения, установленного на катоде диода $VD3$, последний открывается, и на базе транзистора $VT5$ устанавливается напряжение, равное напряжению на катоде диода $VD3$. Поэтому, как только

амплитуда импульса на выходе устройства управления станет равной напряжению на катоде диода *VD3*, транзистор *VT5* открывается, препятствуя дальнейшему росту импульсного напряжения на затворе транзистора *VT6*, поскольку напряжение на эмиттере транзистора *VT5* не может значительно превышать напряжения на его базе.

При нормальных условиях максимальная импульсная мощность диодов Ганна 3А750Г в рабочем диапазоне частот составляет 25 Вт [1]. Требуемая амплитуда импульса возбуждения для получения указанной мощности лежит в пределах 35...50 В. Однако СВЧ генераторы на диодах Ганна, работающих в режиме максимальной импульсной мощности, обладают большой нестабильностью частоты генерации и выходной мощности при изменении температуры окружающей среды. Экспериментальные исследования СВЧ генераторов на диодах Ганна типа 3А750Г показали, что минимизация нестабильности частоты генерации и выходной мощности, при изменении температуры в диапазоне $\pm 50^\circ\text{C}$ достигается при выборе амплитуды импульса возбуждения в пределах 27...30 В. Использование стабилитрона *VD4* обеспечивает указанный режим работы.

Важным достоинством применения устройства управления на транзисторе *VT5* является отсутствие спада плоской вершины импульса на выходе возбудителя при неизбежном присутствии спада на выходе усилителя, обусловленного наличием в его составе разделительных и блокировочных емкостей. Отсутствие спада обеспечивает стабилизацию частоты генерации диода Ганна в течении действия импульса возбуждения.

Изготовление и настройка возбудителя состоят из следующих этапов.

Печатная плата (рис. 2) размером 48×40 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 1...2 мм. Для удобства изготовления печатной платы на рис. 2 показана миллиметровая сетка.

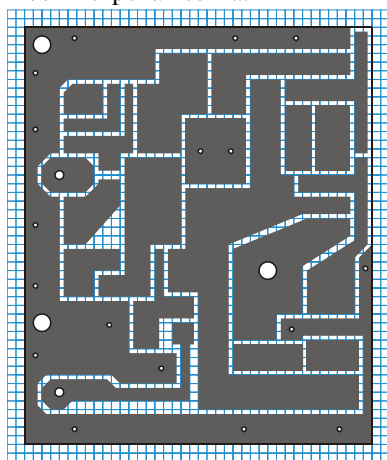


Рис. 2. Печатная плата возбудителя

На рис. 3 показано расположение элементов возбудителя. Пунктирной линией на рис. 3 обозна-

чены самые мелкие металлизированные отверстия, что необходимо для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

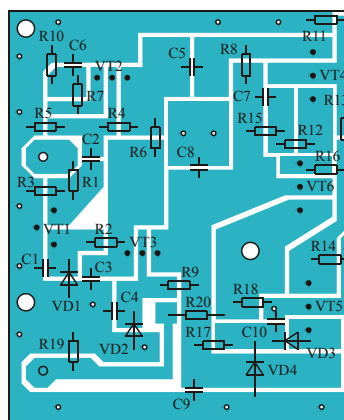


Рис. 3. Расположение элементов возбудителя

Ток покоя транзистора *VT2* выбран равным 3 мА, транзисторы *VT4* и *VT6* при отсутствии сигнала закрыты. В центре печатной платы имеется контактная площадка-крепление, через этот контакт импульс возбуждения подается на генераторный диод Ганна.

На рис. 4 показан внешний вид возбудителя, поясняющий особенности его конструктивной реализации.

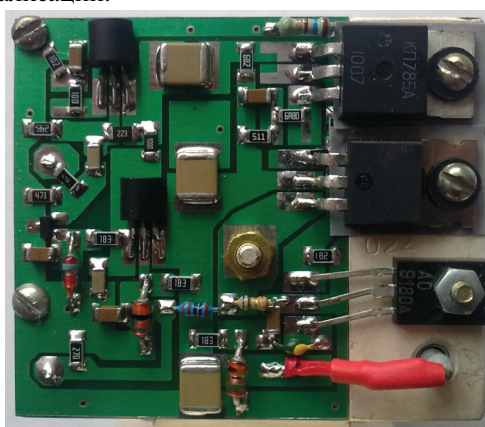


Рис. 4. Внешний вид возбудителя

Возбудитель практически не требует настройки. Подстройка коэффициента усиления импульсного усилителя сводится к подбору номиналов резисторов *R7* и *R12*.

Технические характеристики возбудителя:

- максимальное выходное напряжение в импульсе 50 В;
- максимальный выходной ток в импульсе 18 А;
- время установления фронта импульса 60 нс;
- длительность управляющих импульсов, не более 1,5 мкс;
- полярность входных и выходных импульсов положительная.

Резонаторная камера выполнена в виде волновода сечением 23×10 мм и длиной 50 мм. Генераторный диод устанавливается внутри волновода на расстоянии $\lambda/4$, либо $3\lambda/4$ от его закороченного края, где λ – длина волны генерируемого колебания.

Для настройки резонаторной камеры на частоту генерации диода Ганна и получения максимальной выходной мощности СВЧ генератора между диодом и закороченным краем волновода в широкую стенку волновода ввинчивается металлический винт, который фиксируется контргайкой.

На рис. 5 показан общий вид СВЧ генератора.

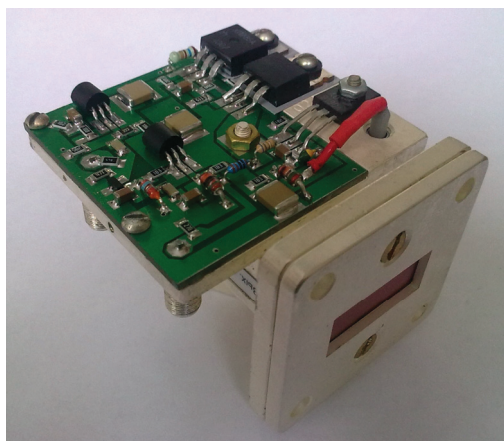


Рис. 5. Общий вид СВЧ генератора

Технические характеристики СВЧ генератора:

- амплитуда сигнала запуска 2,5...15 В;
- рабочий диапазон частот 8...12 ГГц;

- длительность импульсов запуска 0,1...1,5 мкс;
- длительность фронта генерируемых радиоимпульсов, не более 60 нс;
- скважность генерируемых импульсов, не менее 700;
- диапазон рабочих температур ± 50 °С;
- изменение СВЧ мощности в диапазоне рабочих температур, не более $\pm 0,5$ дБ;
- нестабильность частоты в диапазоне рабочих температур, не более $0,5 \cdot 10^{-3}$;
- напряжение источника питания 60 В;
- максимальное значение потребляемого тока 0 МА.

Основными факторами нестабильности частоты генерации и выходной мощности генераторов на диодах Ганна, согласно [6], являются изменения напряжения возбуждения $U_{\text{возб}}$ и температуры корпуса T диода. Как показали исследования, относительный уход частоты на 1 В напряжения возбуждения рассматриваемого генератора составляет $S_U = (\Delta f/f_0)/\Delta U_{\text{возб}} = 1,7 \cdot 10^{-4}$ 1/В, изменение выходной мощности на 1 В составляет $S_P = \Delta P/\Delta U_{\text{возб}} = 0,7$ Вт/В, относительная температурная нестабильность частоты генерации равна $S_T = (\Delta f/f_0)/\Delta T = 0,5 \cdot 10^{-5}$ 1/град. Эти характеристики качественно совпадают с результатами исследований [6] и позволяют рекомендовать СВЧ генератор для использования в системах ближней радиолокации и радионавигации.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. (государственный контракт № 02.740.11.0514 от 15.03.10).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Полупроводниковые приборы. Сверхвысокочастотные диоды. Справочник / Б.А. Наливайко, А.С. Берлин, В.Г. Божков и др.; под ред. Б.А. Наливайко. – Томск: МГП «РАСКО», 1992. – 223 с.
2. Устройство защиты усилителя однополярных импульсов от перегрузки по току: пат. 2328818 Рос. Федерация. № 2007106285/09; заявл. 19.02.07; опубл. 10.07.08, Бюл. № 19. – 715 с.
3. Титов А.А., Пушкарев В.П. Устройства управления амплитудой мощных импульсных сигналов // Электросвязь. – 2010. – № 7. – С. 44–46.

4. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2010. – 326 с.
5. Токбаева И.Ж., Титов А.А. Управление амплитудой мощных импульсных сигналов // Научная сессия ТУСУР-2011: Матер. докладов Всерос. научно-техн. конф. – Томск, 4–7 мая 2011 г. – Томск: Изд-во «В-Спектр», 2011. – Ч. 2. – С. 305–308.
6. Попов В.В. Стабилизация частоты генераторов на диодах Ганна миллиметрового диапазона длин волн // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2009. – № 1. – С. 67–71.

Поступила 12.12.2011 г.

УДК 621.373.8

УПРАВЛЕНИЕ ЭНЕРГИЕЙ ГЕНЕРАЦИИ CuBr-ЛАЗЕРАФ.А. Губарев^{1,2}, В.Ф. Федоров², К.В. Федоров¹, Г.С. Евтушенко¹¹Томский политехнический университет

E-mail: ime@tpu.ru

²Институт оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН, г. Томск

E-mail: qel@iao.ru

Показана возможность управления энергией генерации CuBr-лазера с транзисторным коммутатором путем введения дополнительного импульса с регулируемой амплитудой перед основным импульсом возбуждения. Увеличение амплитуды дополнительного импульса позволяет уменьшать энергию в импульсе генерации как частично, так и до полного его подавления. Реализована амплитудная модуляция импульса генерации низкочастотным гармоническим сигналом.

Ключевые слова:

Лазер на парах металла, CuBr-лазер, управление, транзисторный коммутатор, модуляция излучения.

Key words:

Metal-vapor laser, copper-bromide laser, solid-state switch, lasing control, lasing modulation.

Введение

Отличительной особенностью лазеров на парах металлов, в частности, лазеров на парах бромида меди, является импульсно-периодический режим работы с высокой частотой следования импульсов и высокой энергией в импульсе генерации [1, 2]. Для ряда применений лазеров на парах металлов (ЛПМ), таких как микрообработка материалов, передача информации, импульсное воздействие на среду и др., требуется управление параметрами лазерного излучения, как средней мощностью, так и энергией в каждом отдельном импульсе генерации.

Одним из методов управления мощностью генерации лазера является цуговый режим работы, при котором пауза между цугами импульсов формируется путем выключения импульсов накачки. Такой режим работы может успешно применяться при работе с активными элементами лазеров, имеющими внешний нагрев [3]. Однако особенностью цугового режима работы лазеров на парах галогенидов металлов (ЛПГМ), в частности, на парах бромида меди, является нелинейная зависимость энергии в первых импульсах цуга от паузы между цугами, обусловленная восстановлением галогенида в межимпульсный период [4–6]. Это приводит к усложнению алгоритма управления средней мощностью излучения лазера и делает практически невозможным регулирование импульсной мощности и энергии в импульсе.

В работах [7–12] рассмотрены методы оперативного управления характеристиками излучения ЛПМ путем введения дополнительных импульсов к основному импульсу возбуждения. Механизм управления заключается в воздействии дополнительными импульсами на концентрацию атомов металла в метастабильном состоянии. При этом воздействие может проявляться как в снижении скорости релаксации метастабильного уровня в межимпульсный период [7–10], так и в его заселении непосредственно перед основным импульсом накачки [11, 12]. При таком управлении энер-

говклад в разряд остается постоянным, независимо от того, имеет ли место генерация или нет. Это важно как в случае саморазогревных ЛПМ [13], так и для ЛПГМ, когда импульс накачки одновременно осуществляет и диссоциацию молекул галогенида, и накачку лазерных уровней. Регулярный характер импульсов возбуждения обеспечит стационарную концентрацию атомов меди, соответственно, энергия в импульсах генерации будет зависеть только от положения и амплитуды дополнительного импульса (его влияние на фоне основного импульса незначительное). Недостатком данного способа управления является наличие двух импульсных источников накачки (для формирования дополнительного и основного импульсов возбуждения), что приводит к увеличению массогабаритных параметров и стоимости устройства, особенно если в качестве коммутаторов используются водородные тиратроны или другие газоразрядные приборы.

Одной из причин, ограничивающих применение ЛПМ, является необходимость формирования коротких высоковольтных импульсов возбуждения с крутым передним фронтом. Поэтому источники накачки ЛПМ, как правило, строятся на основе тиратронов [1] или транзисторных ключей с последующей магнитной компрессией [13]. Для возбуждения газоразрядных трубок (ГРТ) небольшого активного объема может применяться схема с последовательным соединением однотипных ячеек [14–16]. Преимуществом такой схемы является возможность оперативного управления формой импульса возбуждения или амплитудой дополнительного импульса без применения еще одного импульсного источника накачки.

В работе [16] реализовано управление энергией в каждом импульсе генерации путем формирования «полки» на переднем фронте импульса накачки. Целью настоящей работы являлась реализация управления энергией в импульсе путем введения дополнительного импульса регулируемой амплитуды перед основным импульсом возбуждения.

1. Техника эксперимента

В экспериментах использовалась конструкция активного элемента с внешним нагревом, аналогичная описанной в работах [3–5]. Кварцевая газоразрядная трубка имеет длину рабочего канала 40 см и внутренний диаметр 1 см, средняя мощность генерации в установившемся режиме 0,3 Вт. Накачка осуществляется с использованием схемы на основе транзисторных ключей (IGBT-транзисторы типа IRG6B120KDP), рис. 1, высоковольтная часть схемы подробно описана в [16]. Основные импульсы накачки имеют длительность 300 нс, передний фронт 30 нс, амплитуду 5 кВ и следуют с частотой 15 кГц, напряжение на выходе выпрямителя $U_B=1$ кВ. Пунктиром показана схема формирования сигналов управления силовыми транзисторами.

Модулятор формирует дополнительный импульс, который предшествует основному импульсу и синхронизован с импульсом задающего генератора. Амплитуда дополнительного импульса может изменяться по заданному закону (например, линейному или гармоническому) в зависимости от напряжения на входе модулятора. Изменение амплитуды дополнительного импульса происходит обратно пропорционально входному сигналу, т. е. чем больше напряжение на входе модулятора U_M , тем меньше амплитуда дополнительного импульса. На рис. 2 приведены формируемые схемой управления сигналы, поступающие на затворы силовых транзисторов при разных уровнях сигнала

на входе модулятора. Осциллограммы регистрировались при отключенном высоковольтном выпрямителе ($U_B=0$) и постоянном напряжении U_M .

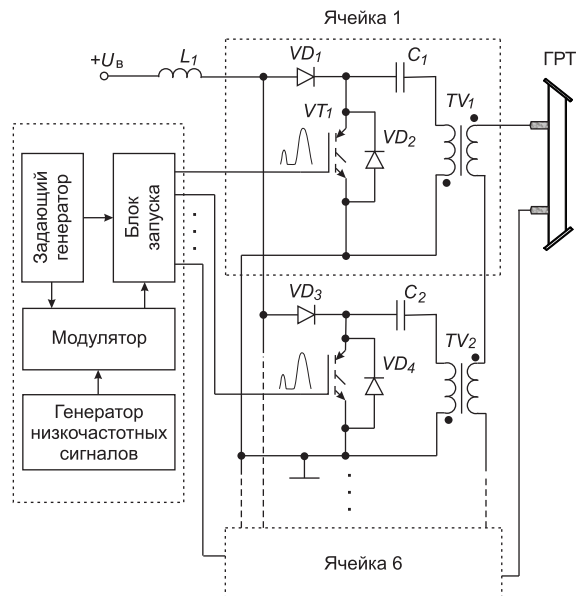


Рис. 1. Схема накачки лазера

Для записи осциллограмм применялся цифровой осциллограф LeCroy WJ-324. Регистрация импульсов напряжения производилась с помощью пробников напряжения Tektronix P6015A (высоковольтный) и LeCroy PP010 (стандартный до 600 В). Импульсы генерации регистрировались коакси-

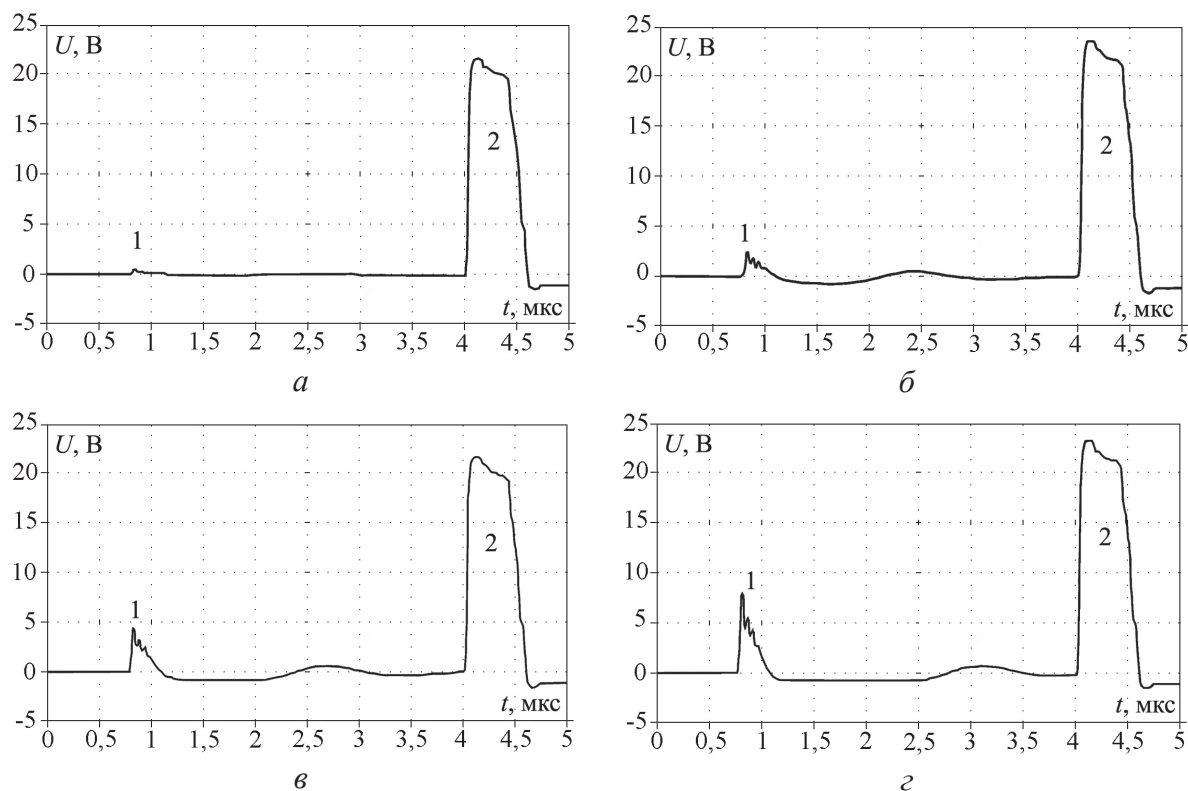


Рис. 2. Импульсы управления силовыми транзисторами. 1) дополнительный импульс; 2) основной импульс. U_M : а) 10; б) 6,5; в) 3; г) 1 В

альным фотоэлементом ФК-22. Средняя мощность излучения контролировалась измерителем мощности Ophir 20C-SH.

2. Результаты экспериментов и обсуждение

Согласно результатам работы [17], предимпульс, намного меньший по амплитуде основного импульса возбуждения и возникающий за несколько микросекунд до него, способен частично или полностью подавить генерацию в основном импульсе. Воздействие дополнительного импульса приводит к снижению инверсии населенностей рабочих уровней за счет заселения метастабильного уровня непосредственно перед основным импульсом накачки. Поскольку энергия дополнительного импульса существенно меньше энергии основного, при таком управлении энергоклад в разряд остается примерно постоянным, независимо от того, имеет ли место генерация или нет.

Задержка между основным и дополнительным импульсами выбрана ~3,5 мкс, исходя из того, чтобы при амплитуде напряжения дополнительного импульса ~800 В происходило полное подавление генерации. При большей амплитуде дополнительного импульса и большей задержке возможно возникновение генерации в дополнительном импульсе, что нежелательно. Наоборот, при уменьшении задержки (диапазон до ~200 нс [16]) для полного

подавления генерации потребуется меньшее напряжение дополнительного импульса, но при этом энергия генерации становится более чувствительной к его изменению.

На рис. 3 приведены осциллограммы напряжения на ГРТ и генерации при разных уровнях сигнала на входе модулятора. Можно отчетливо наблюдать уменьшение амплитуды импульса генерации при увеличении амплитуды дополнительного импульса (уменьшении напряжения U_m). Соответственно, уменьшается энергия в импульсе и средняя мощность генерации, как это показано в таблице.

Таблица. Зависимость средней мощности P_r и энергии в импульсе E_r генерации от величины напряжения на входе модулятора

$U_m, В$	10	6,5	3	1
$P_r, мВт$	300	227	108	48
$E_r, мкДж$	21,4	16,2	7,7	3,4

Известно, что ЛПМ, в частности CuVg-лазеры, работают при высокой частоте следования импульсов с относительно высокой энергией в импульсе генерации, что перспективно для их использования в беспроводной передаче информации. В простейшем случае, это может быть передача звука.

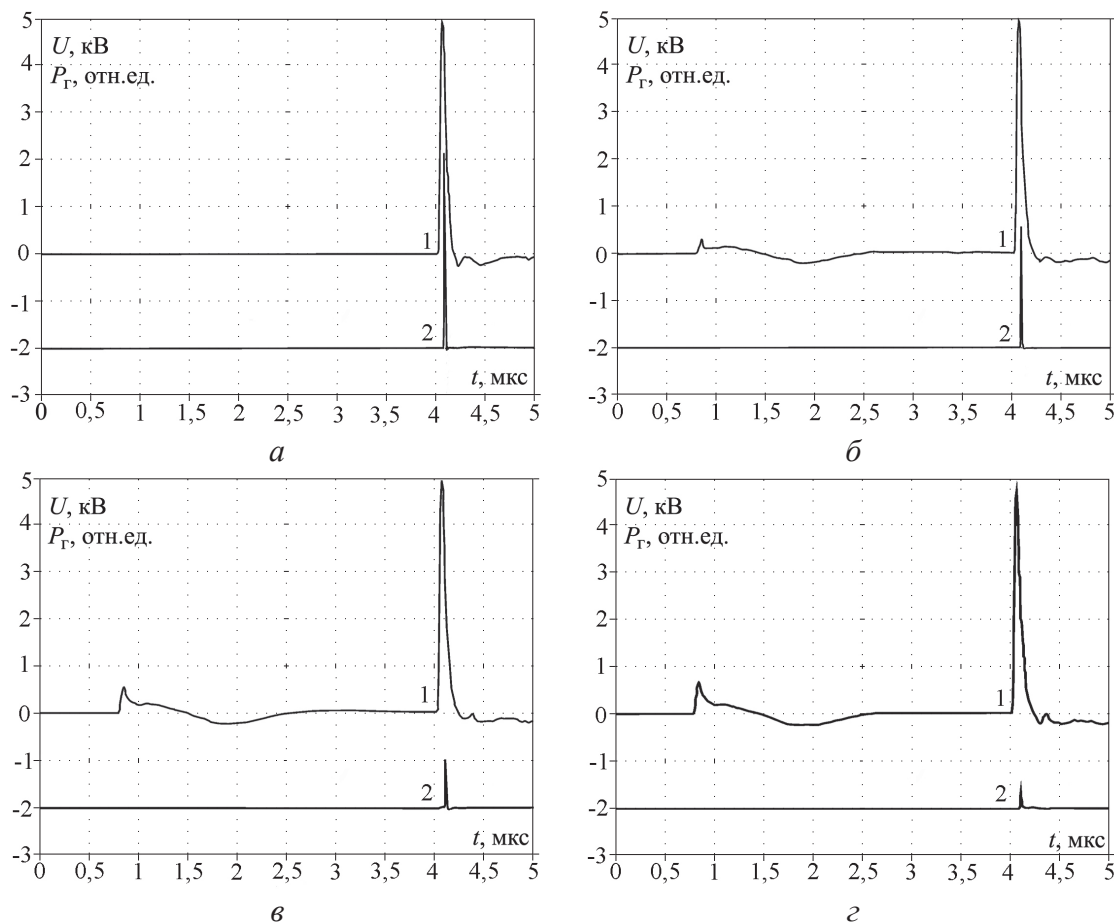


Рис. 3. Осциллограммы напряжения на ГРТ (1) и генерации (2). U_m : а) 10; б) 6,5; в) 3; г) 1 В

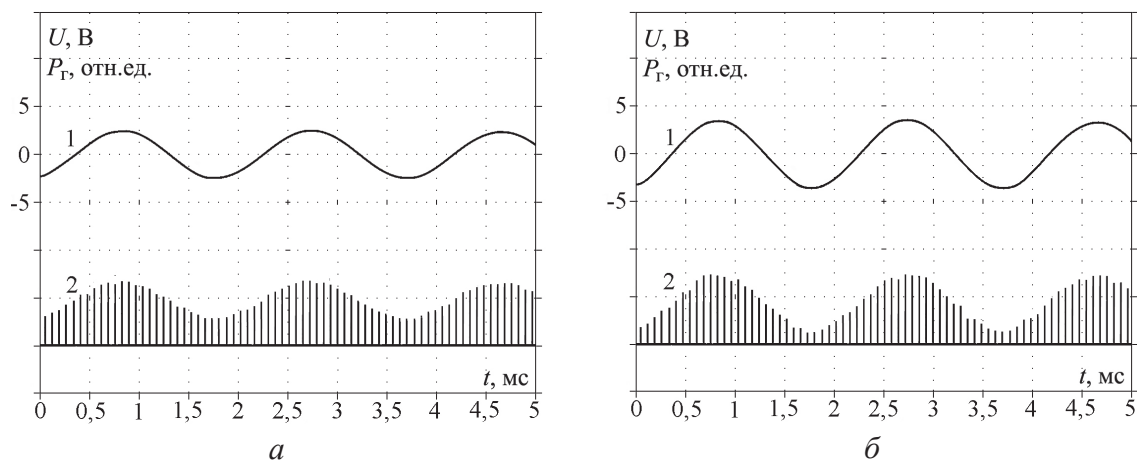


Рис. 4. Осциллограммы импульсов генерации (2) при разной амплитуде управляющего напряжения (1)

При исследовании возможности передачи низкочастотных сигналов с помощью CuVg -лазера использовался генератор Г5-112, частота которого изменялась в диапазоне от 500 до 2500 Гц. Сигнал с генератора поступает на вход модулятора, рис. 1. На выходе устройства формируется лазерное излучение, промодулированное гармоническим низкочастотным сигналом. На рис. 4 показаны осциллограммы сигналов с фотоэлемента ФК-22 (пропорциональны мощности генерации) при сигналах управления с разной амплитудой.

В зависимости от расстояния, на котором осуществляется прием, выбирался соответствующий фотоприемник. Кроме вакуумного фотоэлемента ФК-22 в работе использовался фотодиод ФД-24К. Диод располагался в зоне прямой видимости на расстоянии 10 м. Оптическое излучение, для того, чтобы фотодиод не входил в насыщение, ослаблялось. С помощью используемого фотодиода возможно принимать и отраженный сигнал, например, рассеянный от стены. Сигнал с фотодиода усиливался и фильтровался эквалайзером, кото-

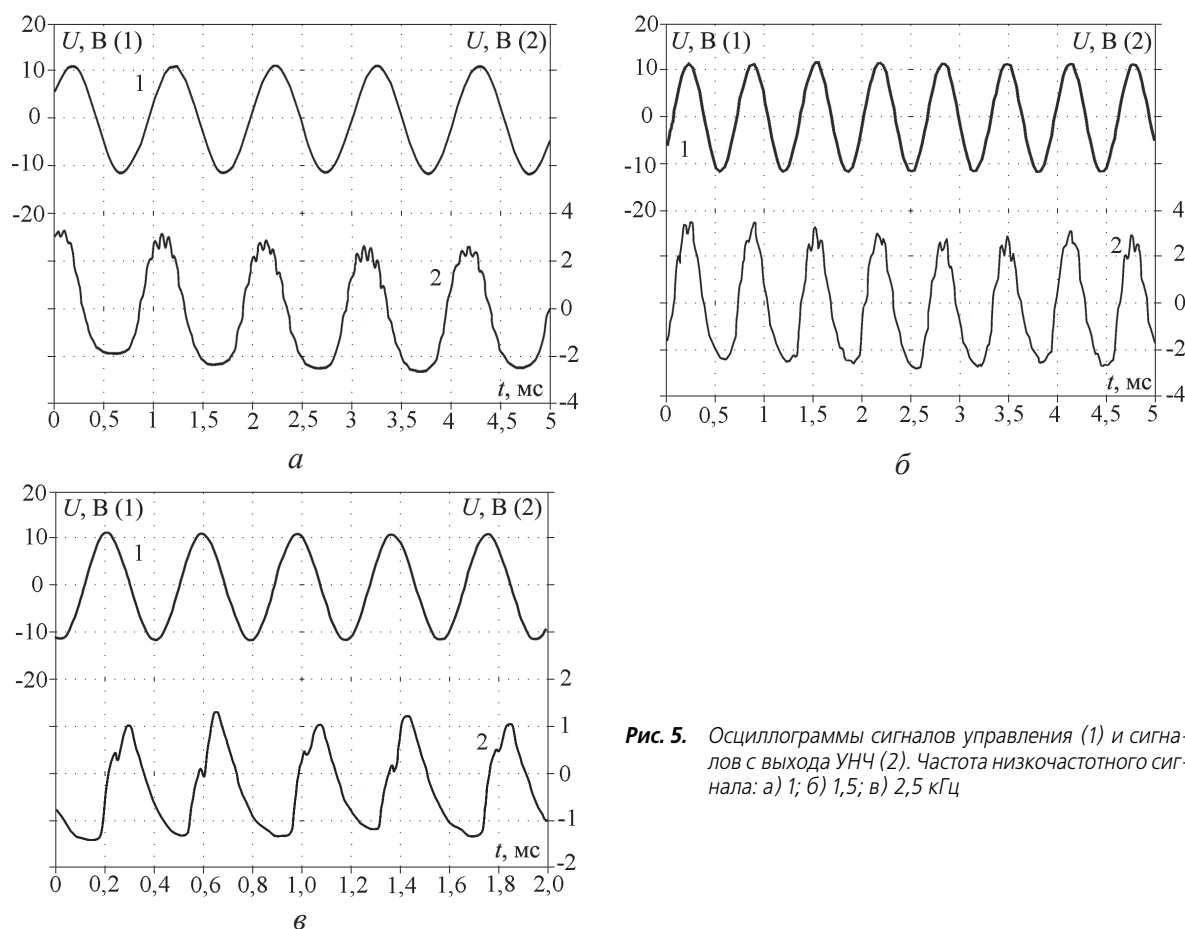


Рис. 5. Осциллограммы сигналов управления (1) и сигналов с выхода УНЧ (2). Частота низкочастотного сигнала: а) 1; б) 1,5; в) 2,5 кГц

рый ослаблял сигнал с частотой выше 3 кГц, в том числе и несущую частоту лазера (15 кГц). Сигнал с выхода усилителя подавался на двухканальный осциллограф вместе с управляющим сигналом.

На рис. 5 приведены осциллограммы принимаемых с помощью фотодиода сигналов при разной частоте модулирующего сигнала. В целом, принимаемый сигнал повторяет по форме задающий (гармонический), причем во всех случаях положительная полуволна передается практически без искажений. Искажение отрицательной полуволны связано с нелинейностью управления излучением в области больших амплитуд дополнительного импульса. Уменьшить искажения можно путем повышения рабочей точки и уменьшения амплитуды задающего сигнала.

Заключение

Показана возможность управления энергией генерации CuVg-лазера с транзисторным коммутатором путем введения дополнительного импульса с регулируемой амплитудой перед основным импульсом возбуждения. При этом управление может быть реализовано с использованием одного полупроводникового источника накачки. Увеличение амплитуды дополнительного импульса путем частичного отпириания транзисторов в схеме накачки

позволяет уменьшать энергию в импульсе генерации как частично, так и до полного его подавления.

Возможность управления энергией генерации может использоваться для передачи информации, в частности модулированного сигнала. Реализована передача низкочастотных сигналов в полосе частот 0,5...2,5 кГц с помощью импульсно-периодического лазера на парах бромида меди. Такая система может использоваться в системах загоризонтной телефонной связи. Развитием объекта исследования может быть как повышение мощности передатчика (как следствие, увеличение дальности) и частоты работы лазера (улучшение качества передачи информации), так и исследование возможностей использования оптических сигналов, отраженных от атмосферных объектов. Возможно и применение иных лазеров на самоограниченных переходах, излучающих, в частности, в инфракрасной области спектра.

Управление энергией в каждом импульсе генерации будет полезным там, где требуется дозирование энергии. В системах «задающий генератор – усилитель мощности» в качестве задающего генератора может использоваться лазер с полупроводниковым источником накачки и управляемой генерацией.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации: проект: РНП.2.1.2/13145.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Батенин В.М., Бойченко А.М., Бучанов В.В., Казарян М.А., Климовский И.И., Молодых Э.И. Лазеры на самоограниченных переходах атомов металлов – 2. В 2-х томах. Т. 1. – М.: Физматлит, 2009. – 544 с.
2. Евтушенко Г.С., Шиянов Д.В., Губарев Ф.А. Лазеры на парах металлов с высокими частотами следования импульсов. – Томск: Изд-во ТПУ, 2010. – 276 с.
3. Активный элемент лазера на парах галогенида металла: пат. 62742 Рос. Федерация. № 2005130448/28; заявл. 30.09.05; опубл. 27.04.07, Бюл. № 12. – 6 с.
4. Губарев Ф.А., Суханов В.Б., Шиянов Д.В., Евтушенко Г.С. Исследование энергетических характеристик лазера на парах бромида меди с пониженным энерговыделением в разряд // Оптика атмосферы и океана. – 2008. – Т. 21. – № 1. – С. 85–93.
5. Димаки В.А., Суханов В.Б., Троицкий В.О., Филонов А.Г. Экспериментальное исследование цугового и ждущего режимов работы лазера на парах бромида меди // Известия Томского политехнического университета. – 2009. – Т. 314. – № 4. – С. 111–114.
6. Торгаев С.Н., Губарев Ф.А., Бойченко А.М., Евтушенко Г.С., Жданев О.В. Восстановление молекул бромида меди в плазме CuVg-лазера в межимпульсный период // Известия вузов. Сер. Физика. – 2011. – Т. 54. – № 2. – С. 81–84.
7. Солдатов А.Н., Федоров В.Ф. Лазер на парах меди со стабилизированными выходными параметрами // Квантовая электроника. – 1983. – Т. 10. – № 5. – С. 974–980.
8. Евтушенко Г.С., Кирилов А.Е., Кругляков В.Л., Полунин Ю.П., Солдатов А.И., Филонова И.А. Управление длительностью генерации лазера на парах меди // Журнал прикладной спектроскопии. – 1988. – Т. 49. – № 5. – С. 745–751.
9. Способ возбуждения импульсных лазеров на самоограниченных переходах: пат. 2082263 Рос. Федерация. № 5035482/25; заявл. 02.04.92; опубл. 20.06.97.
10. Polunin Yu.P., Soldatov A.N. A multiple-wavelength metal vapor lasers with controllable lasing characteristics in visible and IR range // Atomic and Molecular Pulsed Lasers: Proc. 9th Intern. Conf. – Tomsk, IAO SB RAS, 2009. – P. 35.
11. Способ возбуждения импульсных лазеров на самоограниченных переходах атомов металлов, работающих в режиме саморазогрева, и устройство для его осуществления: пат. 2251179 Рос. Федерация. № 2003120867/28; заявл. 11.04.03; опубл. 27.04.05, Бюл. № 12. – 15 с.
12. Лепёхин Н.М., Присеко Ю.С., Филиппов В.Г., Карпухин В.Т., Маликов М.М., Лябин Н.А., Чурсин А.Д. Энергетические характеристики излучения саморазогревного промышленного лазера KULON-10 Cu-M // Квантовая электроника. – 2007. – Т. 37. – № 8. – С. 765–769.
13. Иванов Е.В., Мошкунов С.И., Хомич В.Ю. Магнитотранзисторный генератор для питания лазера на парах меди // Приборы и техника эксперимента. – 2006. – № 1. – С. 88–90.
14. Суханов В.Б., Татур В.В. Оптимизация режима работы источника накачки CuVg-лазера с транзисторным коммутатором // Известия Томского политехнического университета. – 2008. – Т. 314. – № 2. – С. 108–110.
15. Тригуб М.В., Торгаев С.Н., Федоров В.Ф. Полупроводниковые источники накачки CuVg-лазеров // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 317. – № 4. – С. 164–168.
16. Губарев Ф.А., Федоров В.Ф., Евтушенко Г.С., Тригуб М.В. Управление генерацией CuVg-лазера // Известия Томского политехнического университета. – 2009. – Т. 315. – № 4. – С. 147–151.
17. Удин Н.А. Влияние предимпульсных параметров плазмы на частотно-энергетические характеристики лазера на парах меди // Оптика атмосферы и океана. – 2006. – Т. 19. – № 2–3. – С. 145–150.

Поступила 23.06.2011 г.

УДК 621.313.12

ИНДУКТИВНО-ЕМКОСТНЫЙ ГЕНЕРАТОР МОЩНЫХ ИМПУЛЬСОВ ТОКА ДЛЯ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ УСТАНОВОК В ЧАСТОТНОМ РЕЖИМЕ

Г. В. Носов, С. В. Пустынников

Томский политехнический университет

E-mail: nosov@elti.tpu.ru

Рассмотрено применение индуктивно-емкостного генератора мощных импульсов тока для питания электрофизических установок в частотном режиме. Индуктивно-емкостный генератор состоит из питающего синхронного электромашинного генератора, работающего в кратковременно-ударном режиме, обмотка которого с переменной ЭДС и с двумя группами тиристоров используется для накопления энергии в магнитном поле первичной обмотки трансформатора. Параллельно первичной накапливающей энергию обмотке трансформатора подсоединяется конденсаторная батарея. Вторичная обмотка этого трансформатора подключается посредством третьей группы тиристоров к электрофизической установке. Приведены уравнения и результаты расчета в виде временных зависимостей и таблиц. Величина емкости батареи оптимизируется в диапазоне от одного до десяти значений резонансной емкости первичной обмотки трансформатора. Наличие конденсаторной батареи в 5...10 раз повышает мощность генератора, причем максимальная энергия в батарее до 10 раз меньше максимальной запасаемой энергии в магнитном поле первичной обмотки трансформатора. При длительной работе генератора частота следования импульсов тока в нагрузке может превышать одну десятую частоты изменения синусоидальной ЭДС электромашинного генератора.

Ключевые слова:

Генератор, импульс тока, частотный режим, электрофизическая установка, синхронный электромашинный генератор, переменная электродвижущая сила, тиристор, накопление энергии, трансформатор.

Key words:

Generator, pulse current, frequency mode, electrophysical installations, synchronous electric machine generator, a variable electromotive force, thyristors, energy storage, transformer.

В настоящее время для питания рельсотронов, лазеров, плазмотронов, ускорителей заряженных частиц и других электрофизических установок применяются источники мощных импульсов тока, такие как электромашинные генераторы, аккумуляторные батареи, емкостные и индуктивные накопители, магнитокумулятивные и магнитогидродинамические генераторы [1–5]. Импульсные источники с резистивными («теплыми») индуктивными накопителями электромагнитной энергии и с размыкающимися (взрывными) коммутаторами являются одними из наиболее мощных генераторов импульсов тока с удельной запасаемой энергией в индуктивном накопителе до 5 Дж/см³ и более. Однако взрывные коммутаторы затрудняют реализацию частотного (многократного) режима работы такого генератора и дают значительные перенапряжения [2, 3, 5]. Поэтому разработка и расчет генератора мощных импульсов тока с резистивным индуктивным накопителем для частотного режима питания электрофизических установок является актуальной задачей.

В качестве источника мощных импульсов тока для частотного питания электрофизических установок можно использовать индуктивный генератор с тиристорными коммутаторами, трансформатором и однофазным синхронным электромашинным генератором кратковременно-ударного действия для накопления энергии в первичной обмотке трансформатора [1, 6]. Однако при многих параметрах этих генераторов и их нагрузок невозможно добиться перехода токов тиристоров через нулевые значения для их запираания, а также получить приемлемую скорость нарастания тока во вторичной обмотке трансформатора, что ограничивает применение и генерируемую мощность указанных индуктив-

ных генераторов. Для расширения используемых параметров генераторов и их нагрузок, а также для увеличения генерируемой мощности был предложен индуктивно-емкостный генератор с конденсаторной батареей [7], включенной параллельно накапливающей энергию первичной обмотке трансформатора (рис. 1). Трансформатор может быть воздушным [1] или с шихтованным ферромагнитным сердечником, имеющим зазор, где в магнитном поле накапливается основная энергия генератора (рис. 2).

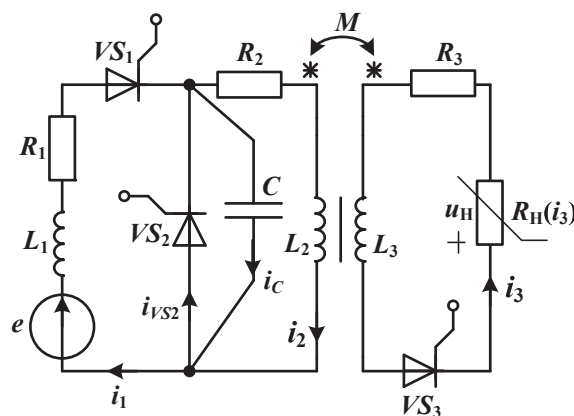


Рис. 1. Электрическая схема индуктивно-емкостного генератора: $e = E_m \sin \omega t$, L_1 , R_1 – переменная ЭДС, индуктивность и сопротивление обмотки синхронного электромашинного генератора; VS_1 , VS_2 , VS_3 – группы тиристоров; C – емкость конденсаторной батареи; L_2 , L_3 и R_2 , R_3 – индуктивности и сопротивления первичной и вторичной обмоток накапливающей энергию трансформатора; M – взаимная индуктивность обмоток трансформатора; u_H и $R_H(i_3)$ – напряжение и нелинейное сопротивление нагрузки; i_1 , i_2 , i_3 , i_{VS2} , i_3 – токи генератора

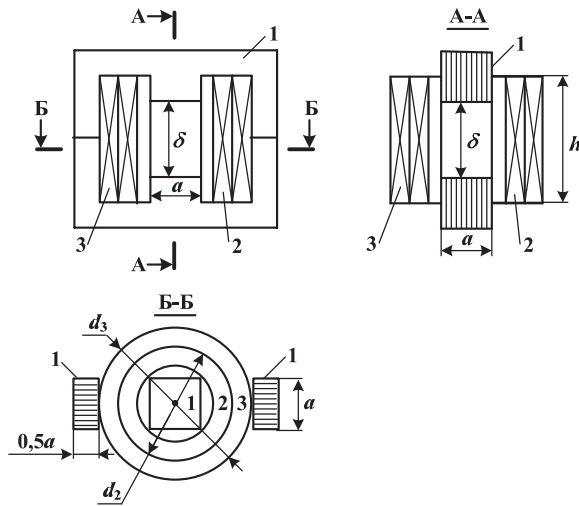


Рис. 2. Трансформатор с разъемным ферромагнитным шихтованным сердечником: 1) сердечник; 2) первичная обмотка с числом витков w_1 и индуктивностью L_1 ; 3) вторичная обмотка с числом витков w_2 и индуктивностью L_2 ; a – ширина сердечника; d_2, d_3 – внешние диаметры первичной и вторичной обмоток; h – высота обмоток; δ – воздушный зазор

При определенных параметрах генератора в момент времени $t=0$, когда ЭДС e равна нулю, управляющим импульсом включается группа тиристоров VS_1 , токи i_1, i_2 и i_c начинают изменяться: токи i_1 и i_c нарастают от нуля до первых максимальных значений и затем уменьшаются до нуля, а ток i_2 увеличивается. Напряжение на конденсаторах u_c увеличивается от нуля до первого максимального значения. При переходе тока i_1 через нулевое значение группа тиристоров VS_1 запирается. Ток конденсаторов i_c переходит через нулевое значение

и меняет направление. Напряжение на конденсаторах u_c уменьшается от первого максимального значения до нуля. Все это время ток i_2 растет до первого максимального значения.

В момент времени, когда напряжение u_c становится равным нулю и ток i_2 максимален, управляющим импульсом включается группа тиристоров VS_2 и их ток $i_{VS2}=i_2$ немного снижается за счет потерь энергии в R_2 . В момент времени $t=2\pi/\omega$ включается группа тиристоров VS_1 , и ток i_1 нарастает, а i_{VS2} уменьшается. При переходе тока i_{VS2} через нулевое значение группа тиристоров VS_2 запирается. Токи i_1 и i_c нарастают до вторых максимальных значений и затем уменьшаются до нуля, а ток i_2 увеличивается. Напряжение u_c увеличивается от нуля до второго максимального значения. При переходе тока i_1 через нулевое значение группа тиристоров VS_1 запирается. Ток конденсаторов i_c меняет направление. Напряжение u_c уменьшается от второго максимального значения до нуля. Все это время ток i_2 растет до второго максимального значения.

В момент времени $t=4\pi/\omega$ вновь включается группа тиристоров VS_1 и т. д. С каждым последующим периодом изменения ЭДС e максимальные значения тока i_2 возрастают, происходит накопление энергии в магнитном поле первичной обмотки трансформатора с индуктивностью L_2 .

В момент времени $t \approx 2n\pi/\omega$ ($n=0,5;1,5;2,5\dots$), когда группы тиристоров VS_1 и VS_2 заперты ($i_1=i_{VS2}=0$), а ток $i_2=-i_c$ максимален, управляющим импульсом включается группа тиристоров VS_3 , и ток i_3 нарастает от нуля до максимума и затем снижается до нуля. При возможном переходе тока i_3 через нулевое значение группа тиристоров VS_3 за-

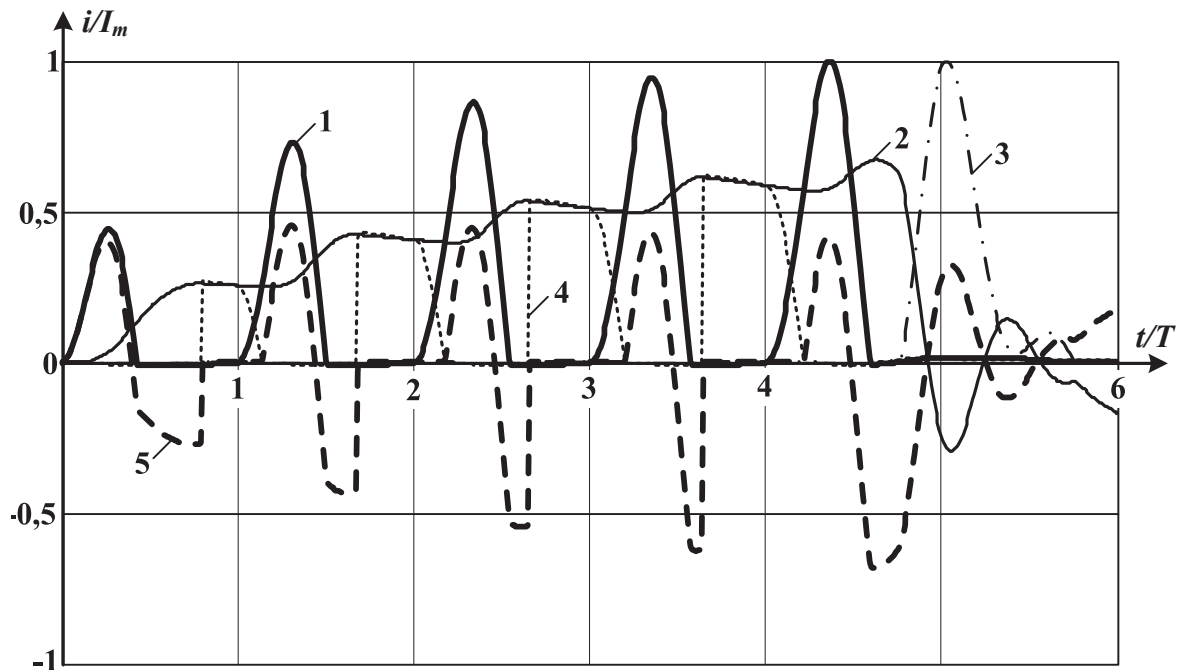


Рис. 3. Относительные временные зависимости токов (i/I_m) при максимальных значениях I_{m1} тока i_1 и I_{m3} тока i_3 : 1) i_1/I_{m1} ; 2) i_2/I_{m1} ; 3) i_3/I_{m3} ; 4) i_{VS2}/I_{m1} ; 5) i_c/I_{m1}

пирается, т. е. в нагрузке формируется импульс тока i_3 . За счет потерь энергии в R_2 , R_3 и нагрузке токи $i_2 = -i_C$ и i_3 снижаются до нулевых значений. Индуктивно-емкостный генератор готов к генерированию следующего импульса тока i_3 .

На рис. 3–5 приведены характерные расчетные зависимости при $T=2\pi/\omega$ и $n=4,5$, которые получены при помощи разработанного алгоритма вычислений в системе Mathcad [8] на основании следующих уравнений:

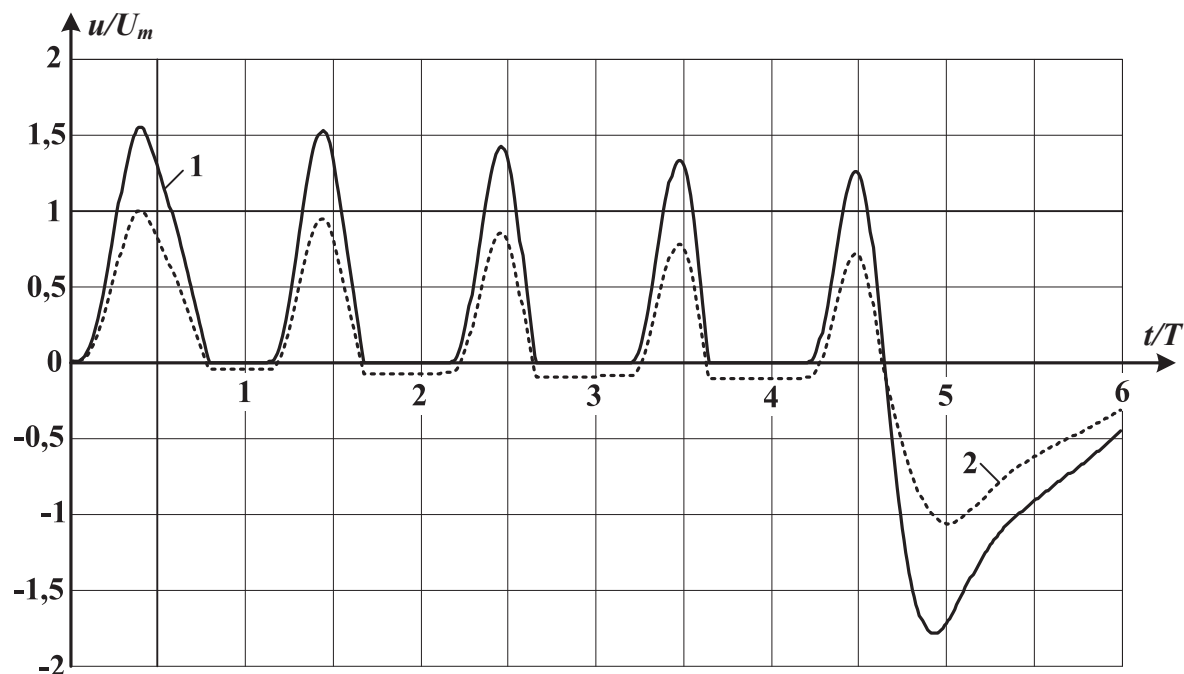


Рис. 4. Относительные временные зависимости напряжений u/U_m на зажимах обмоток трансформатора при максимальных значениях E_m ЭДС e и U_{m3} напряжения u_3 . Напряжения на обмотках: 1) первичной – u_2/E_{m1} ; 2) вторичной – u_3/U_{m3}

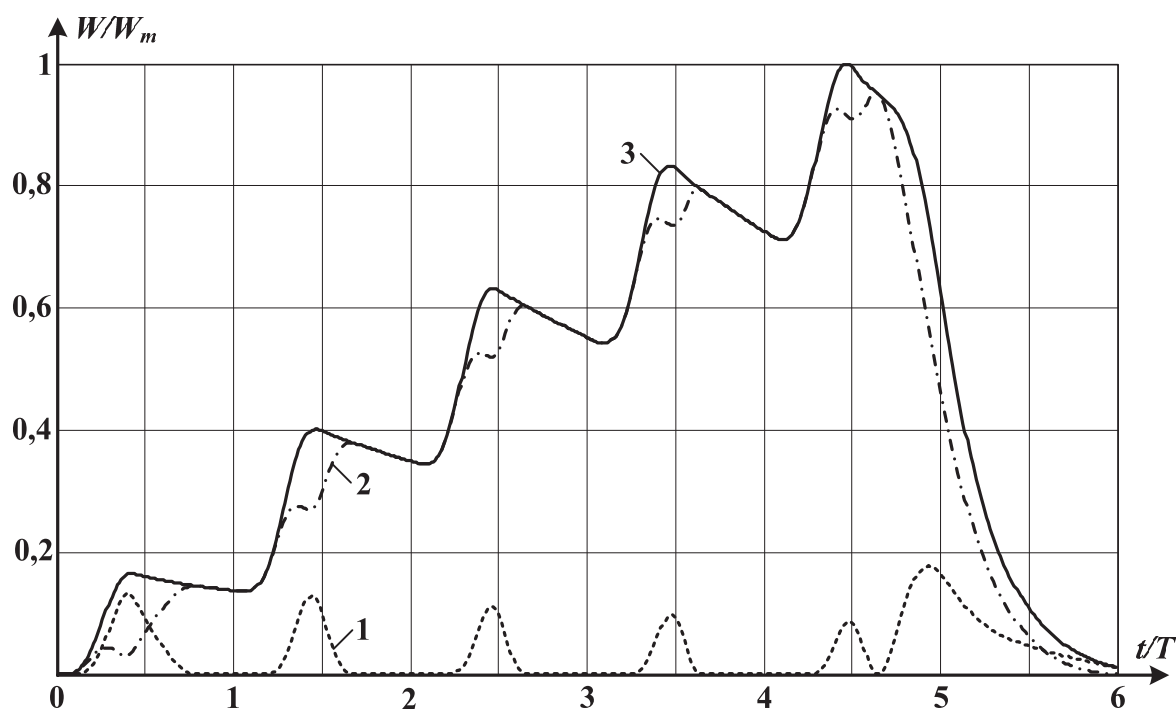


Рис. 5. Относительные временные зависимости энергий W/W_m при максимуме суммарной накапливаемой энергии W_m . Энергия: 1) в конденсаторной батарее W_C/W_{m1} ; 2) в магнитном поле всех обмоток генератора W_L/W_{m1} ; 3) суммарная $(W_C+W_L)/W_m$

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + (R_1 + R_{VS1})i_1 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_3}{dt} + R_2 i_2 = e;$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_3}{dt} + R_2 i_2 + R_{VS2} i_{VS2} = 0;$$

$$L_3 \frac{di_3}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + R_3 i_3 + R_{VS3} i_3 + u_H = 0;$$

$$u_C + R_{VS2} i_{VS2} = 0;$$

$$i_C = C \frac{du_C}{dt};$$

$$i_1 + i_{VS2} = i_2 + i_C,$$

где R_{VS1} , R_{VS2} и R_{VS3} – сопротивления тиристорov $VS1$, $VS2$ и $VS3$ в открытом и закрытом состояниях; напряжение на нелинейной активной нагрузке (α и m – постоянные параметры):

$$u_H = \alpha i_3^m. \quad (*)$$

В табл. 1, 2 приведены расчетные параметры генераторов с трансформатором (рис. 2), когда $n=4,5$ и нелинейная активная нагрузка имеет напряжение (*), причем: B – магнитная индукция в сердечнике; c_2 , c_3 и b_2 , b_3 – толщина и ширина медных шин первичной и вторичной обмоток трансформатора при толщине их изоляции 0,1 мм; M_{TP} – масса трансформатора; I_{m2} – максимум тока i_2 в первичной обмотке трансформатора; U_{mH} – максимальное напряжение на нагрузке; U_{mC} – максимальное напряжение на конденсаторах; W_e – поступившая от внешнего источника энергия в генератор; W_H – переданная за импульс энергия в нагрузку; $\eta = W_H / W_e$ – эффективность генератора; P_m – максимальная мощность нагрузки; P_e – средняя мощность, потребляемая от электромашинного генератора.

Величина емкости конденсаторной батареи, определяемая в диапазоне $\frac{1}{\omega^2 L_2} < C < \frac{10}{\omega^2 L_2}$, существенно влияет на токи, напряжения, энергию, мощность и эффективность генератора. В свою очередь параметры нагрузки совместно с емкостью C определяют ток i_3 , напряжение u_H , мощность P_m , энергию W_H и эффективность η .

Индуктивно-емкостные генераторы имеют эффективность преобразования энергии до 50 % и могут использоваться для частотного питания мощными импульсами тока электрофизических установок на автономных и промышленных объектах.

Таблица 1. Параметры повышающего ток индуктивно-емкостного генератора

B	w_2	w_3	δ	a	d_2	d_3	h	c_2	c_3	b_2	b_3	M_{TP}
Тл	–	–	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	кг
1,5	300	30	40	189	320	397	200	1	4,4	10	50	310
E_m	P_e	ω	L_1	L_2	L_3	M	R_1	R_2	R_3	C		
В	кВт	1/с	мГн	мГн	мГн	мГн	МОм	МОм	МОм	мкФ		
$380\sqrt{2}$	11	314	10	100	1	9,6	126	628	3,14	500		
m	α	I_{m1}	I_{m2}	I_{m3}	U_{mH}	U_{mC}	U_{m3}	W_e	W_m	W_H	η	P_m
–	В/А ^m	А	А	А	В	В	В	Дж	Дж	Дж	–	кВт
0	70	235	160	1708	70	841	79	2061	1332	880	0,428	120
0,5	2			1310	72					1014	0,492	95
1	$61 \cdot 10^{-3}$			1192	73					1008	0,489	87
2	$61 \cdot 10^{-6}$			1100	74					985	0,478	81
4	$62 \cdot 10^{-12}$			1048	75					952	0,462	78

Таблица 2. Параметры повышающего напряжение индуктивно-емкостного генератора

B	w_2	w_3	δ	a	d_2	d_3	h	c_2	c_3	b_2	b_3	M_{TP}
Тл	–	–	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	кг
1,5	300	3000	40	189	320	414	200	1	0,6	10	4	320
E_m	P_e	ω	L_1	L_2	L_3	M	R_1	R_2	R_3	C		
В	кВт	1/с	мГн	мГн	Гн	Гн	МОм	МОм	Ом	мкФ		
$380\sqrt{2}$	11	314	10	100	10	0,96	126	628	31,4	500		
m	α	I_{m1}	I_{m2}	I_{m3}	U_{mH}	U_{mC}	U_{m3}	W_e	W_m	W_H	η	P_m
–	В/А ^m	А	А	А	В	В	В	Дж	Дж	Дж	–	кВт
0	7000	235	160	20	7000	836	7845	2052	1319	855	0,417	141
0,5	500			22	2336					989	0,482	51
1	100			22	2159					918	0,447	47
2	10			19	3501					908	0,442	65
4	0,1			15	5043					884	0,431	76

Выводы

1. Предложен индуктивно-емкостный генератор мощных импульсов тока для питания электрофизических установок в частотном режиме, состоящий из конденсаторной батареи, однофазного синхронного электромашинного генератора и трансформатора, обмотки которых коммутируются тиристорными ключами и работают в кратковременно-ударном режиме.
2. Величина емкости конденсаторной батареи оптимизируется в диапазоне от одного до десяти значений резонансной емкости первичной обмотки накапливающей энергию трансформатора для обеспечения максимальных значений мощности и эффективности генератора, а также перехода тока ЭДС через нулевое значение.
3. Наличие конденсаторной батареи с оптимальной емкостью повышает мощность индуктивно-емкостного генератора примерно в 5...10 раз, причем максимальная энергия в батарее до 10 раз меньше максимальной запасаемой энергии в магнитном поле первичной обмотки трансформатора.
4. При длительной работе индуктивно-емкостного генератора частота следования импульсов тока в нагрузке может превышать одну десятую частоты изменения синусоидальной ЭДС электромашинного генератора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Носов Г.В., Пустынников С.В. Индуктивный генератор импульсов тока для частотного режима питания релсотрона // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 317. – № 4. – С. 84–89.
2. 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.
3. Глебов И.А., Кашарский Э.Г., Рутберг Ф.Г. Синхронные генераторы кратковременного и ударного действия. – Л.: Наука, 1985. – 224 с.
4. Лившиц А.Л., Отто М.А. Импульсная электротехника. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 352 с.
5. Импульсные системы большой мощности / под ред. Э.И. Асиновского. – М.: Мир, 1981. – 248 с.
6. Индуктивный генератор импульсов тока: пат. на ПМ 87847. Рос. Федерация. № 2009118719/22, заявл. 18.05.09; опубл. 20.10.09, Бюл. № 29. – 4 с.: ил.
7. Индуктивно-емкостный генератор импульсов тока: пат. на ПМ 107652. Рос. Федерация. № 2011112095/08, заявл. 30.03.11; опубл. 20.08.11, Бюл. № 23. – 4 с.: ил.
8. Дьяконов В.П. Mathcad 8/2000: Специальный справочник. – СПб.: Питер, 2000. – 592 с.

Поступила 24.10.2011 г.

УДК 621.314.5

ГЕНЕРАТОРЫ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСОВ С УДВОЕНИЕМ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В.В. Татур

Институт мониторинга климатических и экологических систем СО РАН, г. Томск

E-mail: tatur@imces.ru

Представлены многокаскадные генераторы высоковольтных импульсов с удвоением выходного напряжения, выполненные по схеме Аркадьева–Маркса и схеме с инверсией напряжения, предложенной Р. Фитчем и В. Говеллом. Особенностью схемного решения генераторов является замена зарядных резисторов на зарядные диоды и подключение питающего напряжения через общую индуктивность. Такое решение позволило получить на нагрузке удвоенную амплитуду импульсов, а также минимизировать потери мощности во время заряда накопительных конденсаторов.

Ключевые слова:

Генератор импульсов, удвоение напряжения, накопительный конденсатор, цепь заряда.

Key words:

Pulse generator, voltage doubling, storage capacitor, charging circuit.

Принцип действия генератора импульсов высокого напряжения по классической схеме Аркадьева–Маркса основан на заряде накопительных конденсаторов, соединенных параллельно, до напряжения, близкого к напряжению источника питания. После заряда эти конденсаторы соединяются последовательно при помощи различных коммутирующих устройств. Выходное напряжение на нагрузке увеличивается пропорционально количеству последовательно соединенных конденсаторов [1–3]. В качестве коммутирующих устройств длительное время использовались газоразрядные приборы [1], в том числе воздушные разрядники [2], а также полупроводниковые тиристоры и транзисторы [3]. В генераторе заряд накопительных конденсаторов осуществляется через две ветви последовательно соединенных резисторов. Во время заряда на резисторах рассеивается до 50 % мощности, потребляемой от источника питания, что заметно снижает КПД устройства.

В настоящее время в связи с использованием IGBT-транзисторов в качестве коммутирующих устройств схема Аркадьева–Маркса находит все большее применение. В публикациях [4–6] заряд накопительных конденсаторов осуществляется через две ветви последовательно соединенных индуктивностей и цепь последовательно соединенных диодов. Такое техническое решение позволило уменьшить потери мощности во время заряда накопительных конденсаторов.

В патенте [7] и публикации [8] показано, что часть накопительных конденсаторов заряжается через общую индуктивность и две цепи последовательно соединенных диодов. Кроме того, в этой схеме имеются еще две зарядные цепи. Сложный характер заряда накопительных конденсаторов приводит к значительным колебательным процессам в схеме и, как следствие, требует дополнительных цепей защиты. При этом возрастают потери мощности.

Во всех вариантах схемы Аркадьева–Маркса амплитуда напряжения на нагрузке равна напряжению источника питания, умноженному на коли-

чество накопительных конденсаторов, за вычетом потерь на коммутирующих элементах.

Генератор с удвоением выходного напряжения по схеме Аркадьева–Маркса

В работе использован генератор высоковольтных импульсов с удвоением выходного напряжения, выполненный по схеме Аркадьева–Маркса [9]. Функциональная схема генератора показана на рис. 1. В качестве коммутирующих элементов использованы IGBT-транзисторы. Особенностью предложенного схемного решения является замена зарядных резисторов на зарядные диоды и подключение питающего напряжения через общую индуктивность L .

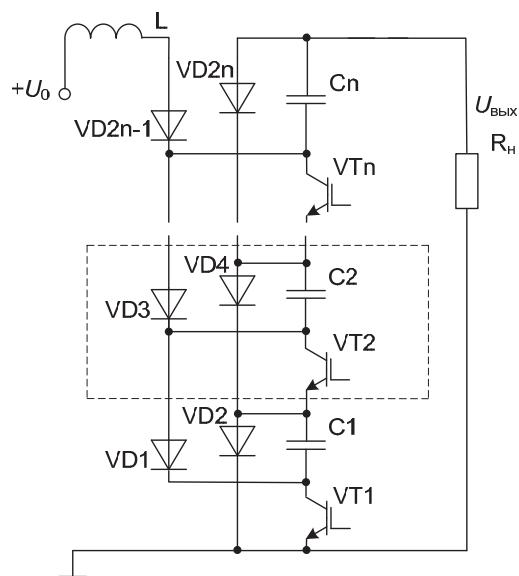


Рис. 1. Функциональная схема генератора. $C1-Cn$ – K78–2–1600В–3,3 нФ; $VT1-VTn$ – IRG4PH50U; $VD1-VDn$ – HFA06TB120; L – 25 мГн (феррит N87 ETD59, зазор 0,8 мм, 150 витков); R_n – 400 Ом

Генератор высоковольтных импульсов состоит из n каскадов и работает следующим образом. От питающего напряжения $+U_0$ осуществляется за-

ряд накопительных конденсаторов по цепи: индуктивность L , нечетная цепочка зарядных диодов $VD1-V D2n-1$, конденсаторы $C1-Cn$, четная цепочка зарядных диодов $VD2-V D2n$. Так как во время заряда все диоды открыты, то накопительные конденсаторы соединены параллельно, процесс заряда конденсаторов происходит одновременно.

Эквивалентная схема цепи заряда накопительных конденсаторов показана рис. 2.

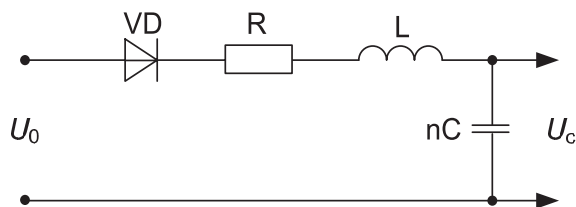


Рис. 2. Эквивалентная схема цепи заряда накопительных конденсаторов. L – зарядная индуктивность; R – активное сопротивление зарядной цепи; VD – зарядный диод; C – ёмкость накопительного конденсатора; n – количество каскадов

Особенности заряда накопительных конденсаторов аналогичной эквивалентной схемы подробно рассмотрены в работе [10]. При $R \rightarrow 0$ в такой схеме будем происходить колебательный режим заряда накопительных конденсаторов. Такой режим заряда накопительных конденсаторов является наиболее выгодным с точки зрения минимизации потерь мощности и позволяет зарядить каждый конденсатор до удвоенного напряжения питания $U_c = 2U_0$.

После заряда накопительных конденсаторов зарядные диоды запираются и удерживают напряжение на конденсаторах на уровне U_c . Далее на затворы транзисторов $VT1-V Tn$ поступают отпирающие импульсы. Транзисторы открываются и конденсаторы $C1-Cn$, соединяясь последовательно, разряжаются на нагрузку R_n . На нагрузке формируется напряжение амплитудой $U_{\text{вых}} = 2nU_0$.

В процессе разряда конденсаторов на нагрузку все зарядные диоды, кроме $VD2n-1$, остаются закрытыми и не оказывают влияния на выходное на-

пряжение. Диод $VD2n-1$ в момент открывания транзисторов также открывается и напряжение с коллектора транзистора VTn прикладывается к индуктивности L . Так как индуктивность L велика и за время разряда накопительных конденсаторов утечки тока по этой цепи не происходит, то эта цепь также не оказывает влияния на выходное напряжение. После разряда накопительных конденсаторов на нагрузку транзисторы закрываются, а диоды открываются, и процесс полностью повторяется.

Эксперимент проводился на десяти каскадах, в которых использовались накопительные конденсаторы емкостью $3,3$ нФ. Частота повторения импульсов f выбрана около 10 кГц. Мощность, потребленная от источника питания $U_0 = 500$ В, составила $P_0 = 175$ Вт. Мощность, запасенная в конденсаторах и переданная в нагрузку, может быть рассчитана по формуле $P_c = CnU_c^2 f / 2$. При напряжении $U_c = 1000$ В, она равна $P_c = 165$ Вт. Таким образом, потери в зарядной цепи составили 10 Вт, что соответствует $5,7\%$.

Осциллограммы напряжений на накопительных конденсаторах $C1$ и $C2$ (соответственно и на коллекторах транзисторов $VT1$ и $VT2$) показаны на рис. 3. Процесс заряда всех накопительных конденсаторов одинаков, а в момент открывания транзисторов на коллекторе транзистора $VT2$ наблюдается импульс напряжения отрицательной полярности, соответствующий напряжению, до которого зарядился конденсатор $C1$, за вычетом падения напряжения на открытых транзисторах $VT1$ и $VT2$. На коллекторах последующих транзисторов амплитуда напряжения отрицательного импульса будет соответственно увеличиваться.

Осциллограммы напряжения и тока на активной нагрузке $R_n = 400$ Ом показаны на рис. 4. В качестве активной нагрузки использовались четыре резистора типа ТВО-60-100 Ом соединенных последовательно. Реальная амплитуда напряжения составила $7,4$ кВ, а амплитуда тока соответствен-

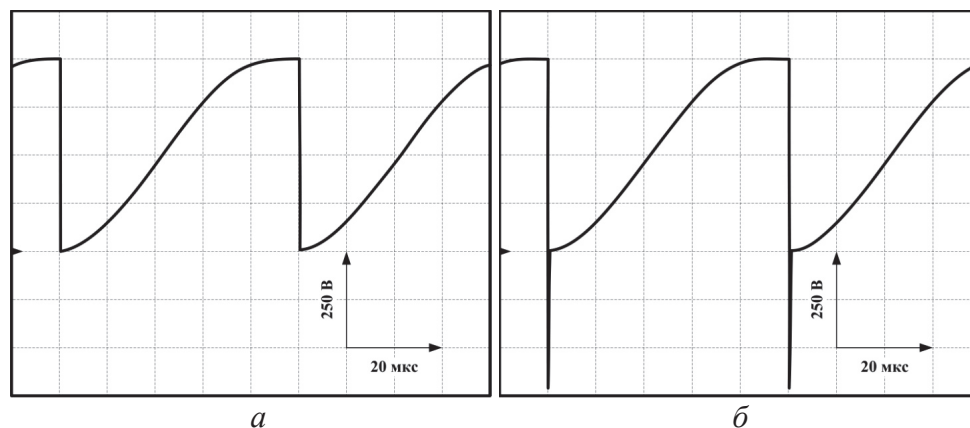


Рис. 3. Осциллограммы напряжения на накопительном конденсаторе: а) $C1$; б) $C2$

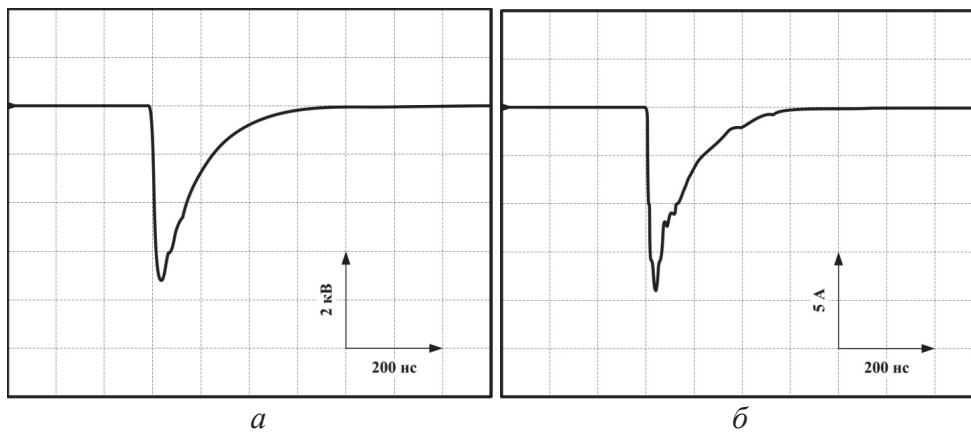


Рис. 4. Осциллограммы: а) напряжение на нагрузке; б) ток в нагрузке

Генератор с удвоением выходного напряжения по схеме Р. Фитча и В. Говелла

Кроме импульсных генераторов с умножением напряжения по схеме Аркадьева–Маркса известны генераторы с использованием других методов умножения. Р. Фитч и В. Говелл [11] предложили импульсный генератор с применением умножения и дополнительной инверсией напряжения на накопительных конденсаторах.

Такое техническое решение иногда оказывается предпочтительнее схемы Аркадьева–Маркса, так как выходной ток в данном случае не протекает через большое количество силовых ключей. Однако КПД зарядного контура в такой схеме, так же как и в схеме Аркадьева–Маркса, остается низким.

Техническое решение заряда накопительных конденсаторов, описанное выше, может быть применено и в схеме с инверсией напряжения, предложенной Р. Фитчем и В. Говеллом [12]. Функциональная схема генератора с инверсией напряжения и удвоением амплитуды выходных импульсов показана на рис. 5.

Как было показано выше, каждый из конденсаторов в такой схеме зарядится с минимальными потерями до двойного напряжения питания $U_c = 2U_0$. Полярность напряжения показана слева от конденсаторов. После заряда накопительных конденсаторов зарядные диоды запираются и удерживают напряжение на них на уровне $U_c = 2U_0$. Схема состоит из n каскадов, каждый каскад имеет по два конденсатора заряженных встречно. Поскольку общее число конденсаторов четное, то из-за разной полярности напряжения на соседних конденсаторах суммарное напряжение на них будет равно нулю. Далее при одновременном включении транзисторов $VT_1 - VT_n$ в LC-контуре каждого каскада начнется колебательный процесс и через время $\pi\sqrt{LC}$ произойдет перезаряд нечетных конденсаторов, вследствие чего напряжение на выходе всех, теперь уже последовательно соединенных конденсаторов, составит $4nU_0$. Полярность напряжения на конденсаторах после перезаряда нечетных конденсаторов показана справа от них. Если в этот момент времени открыть транзистор VT_0 ,

то все напряжение $4nU_0$ будет приложено к нагрузке R_H .

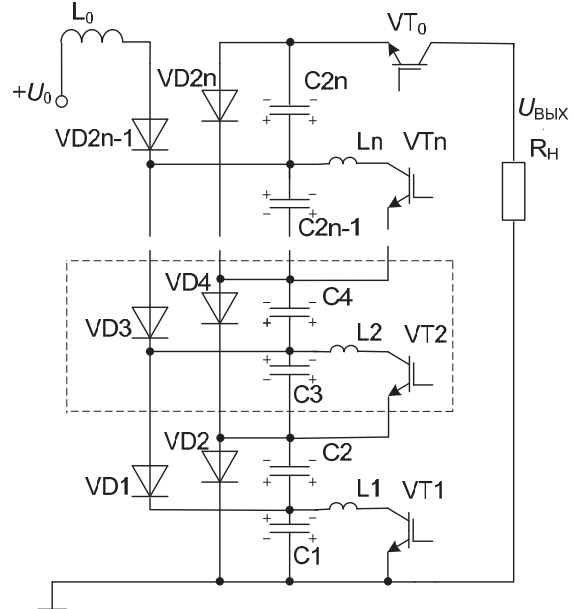


Рис. 5. Функциональная схема генератора. $VT_0 - VT_n$ – IRG4PH50U; $VD_1 - VD_n$ – HFA06TB06; $C_1 - C_n$ – K78-2-1600B-6,8 нФ; $L_1 - L_n$ – Д1-5-6±5%; L_0 – 40 мГн (феррит N87 ETD59, зазор 0,2 мм, 150 витков); R_H – TBO-10-56 Ом

В процессе перезаряда нечетных конденсаторов и разряда этих конденсаторов на нагрузку все зарядные диоды, кроме диода VD_{2n-1} , остаются закрытыми и не оказывают влияния на выходное напряжение. Диод VD_{2n-1} в процессе перезаряда нечетных конденсаторов открывается, и напряжение $4nU_0$ за вычетом напряжения на конденсаторе C_{2n} прикладывается к индуктивности L_0 . Так как индуктивность L_0 велика и за время перезаряда и дальнейшего разряда накопительных конденсаторов на нагрузку утечки тока по этой цепи не происходит, то эта цепь также не оказывает влияния на выходное напряжение. После разряда накопительных конденсаторов на нагрузку все транзисторы закрываются, а диоды открываются, и процесс полностью повторяется.

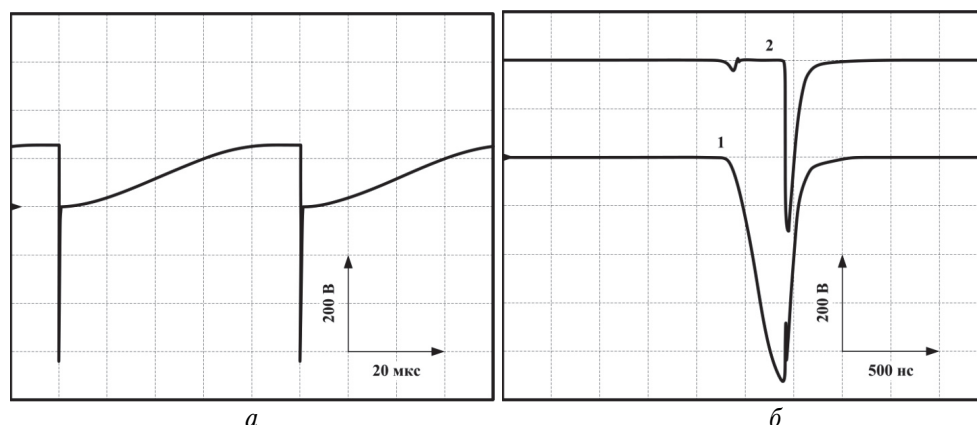


Рис. 6. Осциллограммы напряжения на накопительном конденсаторе: а) С3; б) С4 (кривая 1) и нагрузке (кривая 2)

Экспериментальные измерения проводились на двух каскадах. Питающее напряжение выбрано $U_0=125$ В, при этом расчетное выходное напряжение должно быть $U_n=4nU_0=4 \times 2 \times 125=1000$ В. Осциллограммы напряжений в схеме представлены на рис. 6. Процесс заряда на нечетных накопительных конденсаторов имеет одинаковую форму и амплитуду, близкую к удвоенному напряжению источника питания, т. е. около 250 В, что говорит о малых потерях во время заряда. После открывания транзисторов VT1 и VT2 происходит процесс перезаряда нечетных конденсаторов, и на осциллограмме мы наблюдаем импульс отрицательной полярности.

На емкости С1 этот импульс имеет амплитуду, близкую к напряжению $2U_0$ за вычетом потерь на транзисторе VT1. На емкости С3 этот импульс имеет амплитуду, близкую к суммарному напряжению на емкостях С1–С3, т. е. $6U_0$ за вычетом потерь при перезаряде на транзисторах VT1 и VT2. На рис. 6, а приведена осциллограмма напряжения на конденсаторе С3. На четных емкостях при заряде напряжение не меняется, при перезаряде фор-

мируется отрицательный импульс амплитудой $4U_0$ – на конденсаторе С2 и амплитудой $8U_0$ – на конденсаторе С4 за вычетом потерь на транзисторах VT1 и VT2.

На нагрузке, после отпирания транзистора VT0, формируется аналогичное напряжение за вычетом потерь на транзисторах VT0, VT1 и VT2. На рис. 6, б показаны напряжения на накопительном конденсаторе С4 (кривая 1) и на нагрузке (кривая 2). Реальная амплитуда напряжения на конденсаторе С4 составила $U_{C4}=900$ В, а на нагрузке $U_n=700$ В.

Выводы

Показана принципиальная возможность удвоения напряжения на нагрузке в схемах Аркадьева–Маркса и Фитча–Говелла с инверсией напряжения за счет замены зарядных резисторов на зарядные диоды и подключения питающего напряжения через общую индуктивность. Дано обоснование повышения КПД зарядных цепей, приведены экспериментальные данные, подтверждающие обоснованность предложенных технических решений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Месяц Г.А. Генерирование мощных наносекундных импульсов. – М.: Советское радио, 1974. – 213 с.
2. Воеводин С.В., Горохов В.В., Карелин В.И. Малогабаритный высоковольтный наносекундный генератор Аркадьева–Маркса на воздушных разрядниках // Приборы и техника эксперимента. – 2000. – № 3. – С. 67–71.
3. Шустов М.А. Практическая схемотехника. Книга 3. Преобразователи напряжения. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007. – 192 с.
4. Glidden S.C., Sanders H.D. Solid State Marx Generator. Applied Pulsed Power Inc., Freeville, N.Y. 13068. 2011. URL: <http://www.appliedpulsedpower.com/wp-content/uploads/2008/11/pmc2006-solid-state-marx-generator.pdf> (дата обращения: 22.08.2011).
5. Casey J.A., Ciprian R., Roth I., Kempkes M.A., et. al. Marx Bank Technology for Accelerators and Colliders // In: Proc. of EPAC08, 23–27 June, 2008. – Genoa, Italy, 2008. – P. 1449–1451.
6. Leyh G.H. Prototype Development Progress Toward A 500KV Solid State Marx Modulator // In: Proc. of EPAC 2004, 5–9 July, 2004. – Lucerne, Switzerland, 2004. – P. 1792–1794.
7. Apparatus for producing voltage and current pulsed: 7855904 B2 USA. Publ. Dec. 21, 2006.
8. Dale G.E., Kirbie H.C., Haynes W.B., Heath C.E., Lopez T.A., et. al. Design and Application of A Diode-Directed Solid-State Marx Modulator // In: Proc. 2005 IEEE Pulsed Power Conference. – 13–17 June, 2005. – Monterey, CA, 2005. – P. 1211–1214.
9. Мутницкий Н.Г., Татур В.В. Генератор Аркадьева–Маркса с удвоением выходного напряжения // Приборы и техника эксперимента. – 2010. – № 5. – С. 80–83.
10. Татур В.В. Стабилизатор напряжения для питания лазеров на парах металлов // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 316. – № 4. – С. 114–118.
11. Fitch R.A., Howell V.T.S. Novel principle of transient high voltage generation // Proc. IEEE. Electronics Power Science and General. – 1964. – V. 3. – № 4. – P. 849.
12. Мутницкий Н.Г., Татур В.В. Генератор с инверсией напряжения и удвоением амплитуды выходных импульсов // Приборы и техника эксперимента. – 2011. – № 6. – С. 34–36.

Поступила 03.02.2012 г.

УДК 628.9.03:537.533.79:621.311.62.049.77.002

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИЙ ДРАЙВЕР ДЛЯ СВЕТОДИОДНЫХ ИСТОЧНИКОВ СВЕТА

А.В. Иванов*, Ю.К. Разорина, С.М. Семёнов, А.В. Фёдоров*

Томский политехнический университет

*НИИ светодиодных технологий, г. Томск

E-mail: epeo@enin.tpu.ru

*Разработан драйвер для питания светодиодных источников оптического излучения. Описана его структурная и функциональная схемы. Приведены технические параметры и показатели драйвера с расчётной мощностью 150 Вт.***Ключевые слова:***Светодиод, источник питания, источник света, драйвер.***Key words:***LED, power source, source of the light, driver.*

Энергоэффективность и энергосбережение являются одним из приоритетных направлений развития российской экономики. Сбережение энергии представляет собой комплекс различных задач. Одной из них является снижение затрат электрической энергии на освещение. Согласно данным международного энергетического агентства, на освещение приходится до 16...19 % мирового расхода электроэнергии [1].

К энергоэффективным источникам света относят газоразрядные лампы и светодиодные светильники. Газоразрядные светильники имеют существенные недостатки, такие как сравнительно небольшой срок службы и необходимость последующей утилизации. Переход к освещению на основе полупроводниковых источников света предпочтителен, поскольку светодиодные светильники имеют срок службы до 100 тыс. ч и не содержат узлов, подлежащих периодической замене.

Существует два основных типа светодиодов: индикаторные и осветительные. Чтобы обеспечить нужный для потребителя уровень освещенности используют надежные мощные светодиоды со световой отдачей более 100 лм/Вт [2].

Для нормальной работы светодиодного светильника необходим качественный источник питания. Его иногда называют драйвером светодиодов или просто драйвером. Делается это с целью выделения источников питания, предназначенных именно для светодиодного освещения. Драйвер является важнейшей частью полупроводникового светильника и во многом определяет функциональные, светотехнические показатели и надежность осветительного устройства.

Особенностями светодиодов являются: зависимость светотехнических характеристик от протекающего тока и низкого напряжения питания. Так как вольтамперная характеристика светодиодов нелинейна, то при превышении порогового значения напряжения ток через светодиод начинает экспоненциально расти. Драйвер для светодиода должен обеспечивать на выходе стабильное напряжение и выходной ток. В источниках питания светодиодов, работающих от сети 220 В 50 Гц, приходит-

ся гасить излишек напряжения, например, за счет реактивного сопротивления конденсатора, включенного последовательно с цепочкой светодиодов. Недостатком данной схемы является то, что при изменении напряжения в сети будет меняться яркость светодиодов. Кроме того в момент включения через светодиоды кратковременно протекает ток, многократно превышающий максимально допустимый, что может привести к выходу их из строя.

Стабилизацию можно обеспечить с помощью линейного стабилизатора. Этот вид стабилизаторов, преимущественно, используется в стационарном оборудовании, в котором выделение тепла и низкий КПД не имеют большого значения, а желательны низкая стоимость и короткие сроки разработки [3]. Из соображений безопасности перед линейными стабилизаторами должен быть размещён каскад источника питания, обеспечивающий гальваническую развязку от сети переменного тока. Недостатками таких стабилизаторов являются низкий КПД; большие потери; сильный нагрев при регулировании больших токов, ограниченный диапазон тока нагрузки.

Для преобразования напряжения одного уровня в напряжение другого часто применяют импульсные преобразователи напряжения с использованием индуктивных накопителей энергии. Такие преобразователи отличаются высоким КПД, иногда достигающим 95 % [4].

Наиболее рациональным способом питания светодиодов является импульсный стабилизатор, работающий на высокой частоте [5].

Структура источника питания с использованием индуктивного накопителя энергии представлена на рис. 1.

На входе источника питания установлен помехоподавляющий фильтр (ППФ), предназначенный для подавления электромагнитных помех со стороны самого источника питания. Входной низкочастотный выпрямитель (В1) преобразует напряжение промышленной частоты 50 Гц в постоянное. Входной фильтр (Ф1) служит для сглаживания пульсаций напряжения на выходе выпрямителя.

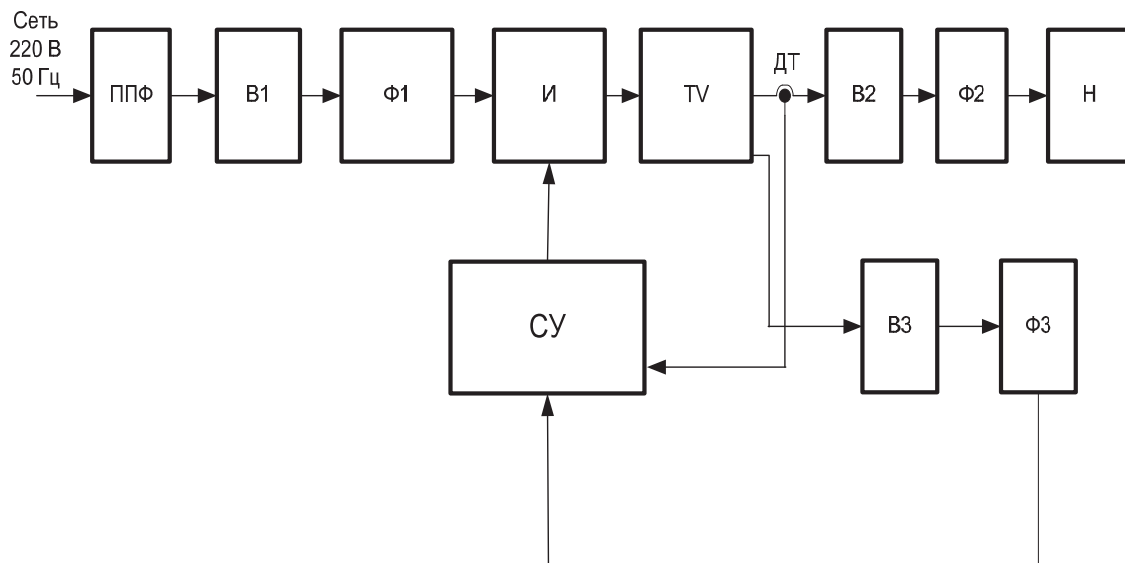


Рис. 1. Структурная схема источника питания светильника

Далее высокочастотный инвертор (И) преобразует постоянное выпрямленное напряжение в переменное высокочастотное. Выход инвертора выполнен на основе высокочастотного трансформатора (TV), который понижает напряжение инвертора до необходимой величины. Управление инвертором осуществляет система управления (СУ), с использованием принципа широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с обратной связью по току. В качестве датчика тока (ДТ) используется трансформатор тока. Выходной выпрямитель (В2) работает на высокой частоте и служит для преобразования переменного напряжения на выходе инвертора в постоянное, необходимое для питания светодиодов. Ёмкостной фильтр (Ф2) снижает пульсации выходного напряжения на нагрузке (Н) до заданного уровня. Выпрямитель (В3) и фильтр (Ф3) предназначены для питания системы управления [6].

Основным узлом драйвера является силовой инвертор, который может быть выполнен по различным схемам. Наилучшими энергетическими характеристиками обладают двухтактные инверторы. Однако такой вариант требует сложной системы управления и большого количества элементов, поэтому его применение в данном случае нецелесообразно. В предлагаемом устройстве инвертор реализован по более простой схеме однотактного обратного двухключевого инвертора (в отечественной литературе часто можно встретить название «косой мост»), рис. 2.

Такое схемное решение обладает рядом преимуществ и достоинств, которые хорошо подходят для реализации источника питания светодиодного светильника. Это защита от короткого замыкания; универсальность схемы по мощности (от 50 до 500 Вт); малое число силовых ключей; напряжение на стоках силовых транзисторов не превышает напряжения питания инвертора, что даёт возможность использовать дешёвые низковольтные тран-

зисторы с малым сопротивлением и обеспечивает высокий КПД.

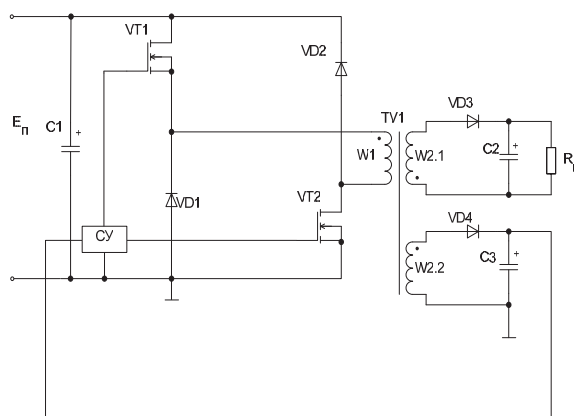


Рис. 2. Однотактный двухключевой инвертор

Инвертор работает следующим образом. Когда транзисторы VT1, VT2 открыты, то диод VD3 закрыт, а энергия первичного источника запасается в индуктивностях намагничивания и рассеяния трансформатора TV1. Магнитопровод трансформатора намагничивается в прямом направлении. Когда транзисторы VT1, VT2 закрыты, то диод VD3 открыт и накопленная энергия через него поступает в конденсатор фильтра C2 и нагрузку R_н. Энергия, запасенная в индуктивностях намагничивания и рассеяния трансформатора, возвращается в источник питания E_н через открывающиеся диоды VD1 и VD2, благодаря чему происходит размагничивание магнитопровода в обратном направлении за счет приложения обратного напряжения к обмотке W1. Вторичная обмотка W2.2, совместно с диодом VD4 и конденсатором C3, служит для питания системы управления (СУ). Потребление электроэнергии системой управления невелико и не оказывает существенного влияния на работу инвертора.

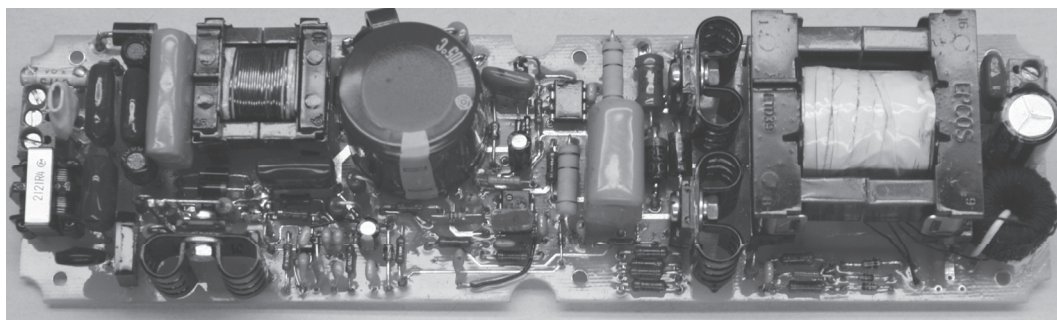


Рис. 3. Опытный образец драйвера

Для управления обратными преобразователями разработано и серийно выпускается множество микросхем управляющих контроллеров. Системы управления, построенные на их основе, отличаются простотой и надёжностью. В предлагаемом устройстве для управления использован контроллер фирмы Texas Instruments серии UC38xx, как наиболее доступный и помехоустойчивый.

Для драйвера мощностью 150 Вт использован сердечник производства компании Ersos типоразмера ETD39, изготовленный из материала N87.

Изготовлен опытный образец драйвера с расчетной мощностью 150 Вт и массогабаритными показателями: масса – 295 г, длина – 220 мм, ширина – 60 мм, высота 35 мм, рис. 3.

Проведены испытания опытного образца драйвера. Показано, что драйвер обладает следующими параметрами: выходная мощность от 115 до 195 Вт, выходной ток – 1,05 А; выходное напряжение от 108 до 190 В; КПД – 0,86; коэффициент мощности – 0,98 (при использовании корректора коэффициента мощности); напряжение питания от сети переменного тока 140...245 В; диапазон рабочих

температур – (–40...+50 °С); точность стабилизации тока не хуже $\pm 2\%$ при изменении сопротивления нагрузки в диапазоне 100...180 Ом и не хуже $\pm 1\%$ при изменении напряжения питания в вышеуказанном диапазоне. Драйвер планируется устанавливать в светильниках уличного освещения и создания по данной схеме гаммы драйверов с различной мощностью.

Выводы

Предложен драйвер для светодиодных светильников, обладающий расширенным диапазоном мощности, необходимым для стабилизации тока через светодиоды в широком диапазоне температур.

Однотактный двухключевой инвертор, используемый в основе устройства, в отличие от преобразователей с последовательным ключом, обеспечивает гальваническую развязку нагрузки от питающей сети, а также меньшие потери.

При использовании данного драйвера в различных осветительных устройствах, существенно повышаются показатели энергосбережения, и уменьшается экологический ущерб.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гончаров А., Денисов И., Козырева И., Федченко Ю., Яковлев А. К вопросу энергоэффективности и энергосбережения в освещении // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – № 4. – С. 5–9.
2. Шуберт Ф.Е. Светодиоды. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.
3. Браун М. Источники питания. Расчёт и конструирование. – М.: МК-Пресс, 2007. – 288 с.
4. Шустов М.А. Практическая схемотехника. Преобразователи напряжения. – М.: Издат. дом «Додека XXI», «Альтекс», 2007. – 192 с.

5. Семенов Б.Ю. Силовая электроника от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.
6. Иванов А.В., Фёдоров А.В., Семёнов С.М. Энергосберегающие светильники на основе высокоярких светодиодов // Энергообеспечение и энергосбережение – региональный аспект: Матер. докл. XII Всеросс. совещ. – 9–11.11.2011, г. Томск. – Томск, 2011. – С. 74–77.

Поступила 16.11.2011 г.

УДК 621.314

МНОГОМОДУЛЬНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ДИСКРЕТНЫМ ЗНАЧЕНИЯМ ПЕРЕМЕННЫХ СОСТОЯНИЯ

Ю.В. Краснобаев, В.И. Иванчура, Д.В. Капулин

Институт космических и информационных технологий Сибирского федерального университета, г. Красноярск
E-mail: uvkras@mail.ru

Рассмотрен закон управления импульсным стабилизатором напряжения понижающего типа по дискретным значениям переменных состояния. Разработано микроконтроллерное устройство управления стабилизатором напряжения понижающего типа, обеспечивающее минимизацию длительности переходных процессов. Проведено макетирование одно- и двухмодульного импульсных стабилизаторов напряжения с разработанным устройством управления.

Ключевые слова:

Быстродействующий импульсный стабилизатор напряжения, цифровое управление.

Key words:

High-speed switching converter, digital control.

Импульсные стабилизаторы напряжения (ИСН) повышенной мощности, созданные на основе параллельно включенных силовых модулей, находят широкое применение в автономных системах электропитания (СЭП), системах гарантированного электроснабжения ответственных потребителей. Для удовлетворения тенденций по увеличению выходной мощности ИСН, повышению требований со стороны потребителей энергии к стабильности питающего напряжения в динамических и статических режимах работы и увеличению ресурса работы разработчики ИСН осуществляют синтез более совершенных законов управления и решают вопросы по схемотехнической реализации найденных законов управления.

На протяжении нескольких десятилетий для управления ИСН применяются микроконтроллеры, которым отводятся сервисные, контрольные и вспомогательные функции [1–4]:

- включение ИСН с обеспечением режима ограничения пускового тока и отключение ИСН при возникновении нештатных ситуаций;
- очередность подачи питающих напряжений на несколько выходов ИСН;
- взаимная синхронизация нескольких, а также диагностика работоспособности отдельных силовых модулей ИСН;
- управление уровнями стабилизируемого выходного напряжения и токоограничения;
- регистрация нештатных ситуаций и сбоев в работе.

В последние годы предпринимаются попытки внедрения микроконтроллеров в контур управления ИСН, обеспечивающий стабилизацию выходного напряжения, т. е. кроме сервисных, контрольных и вспомогательных функций с помощью микроконтроллеров обеспечивают и стабилизацию выходного напряжения. В связи с этим возникает задача по разработке новых или адаптации известных законов управления силовыми модулями ИСН, исходя из минимизации количества процедур оцифровывания входных информационных

сигналов за период преобразования энергии в силовом модуле и требующих выполнения простых и экономичных по времени расчетных процедур при обработке входных информационных сигналов и формировании выходного импульсного сигнала для управления силовым ключом модуля ИСН. Законы управления должны обеспечивать реализацию оговоренных выше требований по увеличению выходной мощности ИСН, повышению стабильности питающего напряжения в динамических и статических режимах работы и увеличению ресурса работы.

В [5] предложен метод и осуществлен синтез последовательного корректирующего устройства ИСН понижающего типа с ШИМ (рис. 1), обеспечивающего близкие к минимально возможному амплитуду и длительность отклонения выходного напряжения ИСН в переходных режимах, вызванных коммутацией нагрузки. Метод синтеза разработан для случая малых отклонений длительности импульса управления

$$\Delta t_{иу} \ll T, \quad (1)$$

где T – период преобразования.

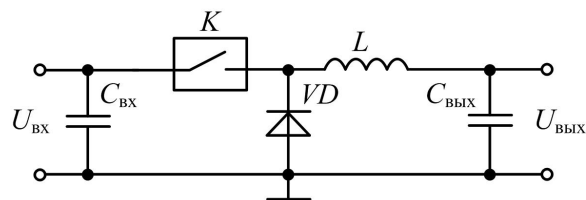


Рис. 1. Силовая цепь импульсного стабилизатора напряжения понижающего типа

Он заключается в приведении системы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) к системе с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ), синтезе последовательного корректирующего устройства с использованием третьего полиномиального уравнения синтеза и обратного перехода от системы с АИМ к системе с ШИМ, учитывая специфику, вносимую ШИМ. Такой под-

ход позволяет достичь минимальной конечной длительности переходных процессов при наличии отклонения параметров корректирующего устройства и силовой цепи ИСН от номинальных.

Синтез осуществляется по регулируемым составляющим переменных состояния, под которыми понимают отклонения переменных состояния от их значений в стационарном режиме. Временные диаграммы, поясняющие процесс выделения регулируемых составляющих, приведены на рис. 2. Здесь I_n , I_C и I_L – токи нагрузки, конденсатора и дросселя выходного фильтра ИСН, $U_{C,p}$ – регулируемая составляющая напряжения на емкости конденсатора выходного фильтра, U_y – входной сигнал ШИМ, $U_{\text{ШИМ}}$ – опорный пилообразный сигнал широтно-импульсного модулятора, $m=1,2,3,\dots$. На временных диаграммах токов регулируемые и стационарные составляющие обозначены дополнительными индексами «р» и «ст».

Дискретная передаточная функция последовательного корректирующего устройства, синтезированная с использованием рассматриваемого метода, имеет вид:

$$W_K(p) = d + d(1 - e^{-pT}), \quad (2)$$

где $d=LC/T$, L и C – индуктивность и емкость выходного фильтра ИСН.

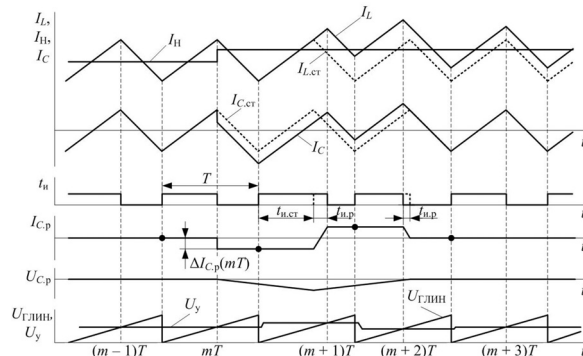


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие процесс выделения регулируемых составляющих

В [5] предложен вариант реализации в ИСН понижающего типа с ШИМ корректирующего устройства (2), при котором используются только дискретные значения регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора выходного фильтра ИСН. Согласно этому варианту реализации регулируемая составляющая входного сигнала широтно-импульсного модулятора имеет вид:

$$U_{y,p}(mT) = -\frac{d}{U_{\text{вх}} K_M} [2U_{C,p}(mT) - U_{C,p}((m-1)T)], \quad (3)$$

где $U_{\text{вх}}$ – напряжение на входе ИСН, $K_M = \Delta t_{\text{и.у}} / \Delta U_y(mT) = T/U_m$, $U_{C,p}(mT)$ – дискретные значения регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора выходного фильтра, U_m – амплитуда пилообразного напряжения ШИМ.

Здесь и далее с учетом выполнения условия (1) считается, что приращение длительности импульса управления $\Delta t_{\text{и.у}}$ мало и управляемое переключение

силового ключа ИСН происходит в моменты времени mT , а, следовательно, интервал времени между соседними управляемыми моментами переключения остается неизменным и равным периоду T . Текущие значения динамической составляющей входного сигнала широтно-импульсного модулятора определяются как

$$U_{y,d}(mT) = U_{y,d}((m-1)T) + U_{y,p}(mT). \quad (4)$$

Определить регулируемую составляющую напряжения $U_{C,p}$ на емкости конденсатора выходного фильтра ИСН путем проведения вычислительных операций с дискретными или непрерывными значениями выходного напряжения $U_{\text{вх}}$ стабилизатора не представляется возможным. Это объясняется тем, что схема замещения конденсатора выходного фильтра ИСН может быть представлена в виде последовательно включенных емкости C_ϕ конденсатора и его внутреннего активного сопротивления R_C . Поэтому в выходном напряжении ИСН – напряжении на конденсаторе выходного фильтра ИСН – кроме напряжения на емкости U_C присутствует напряжение U_{RC} на внутреннем активном сопротивлении R_C конденсатора. Поскольку внутреннее активное сопротивление R_C конденсатора подвержено значительным изменениям под действием температурного и временного факторов, то и напряжение U_{RC} также будет изменяться, а, следовательно, определить напряжение U_C на емкости конденсатора, например, путем вычитания неопределенного напряжения U_{RC} из выходного напряжения $U_{\text{вх}}$ не представляется возможным.

Вычислить приращение за период T регулируемой составляющей напряжения $\Delta U_{C,p}$ на емкости конденсатора можно путем интегрирования на интервале времени, равном периоду T , приращения регулируемой составляющей $\Delta I_{C,p}$ тока конденсатора

$$\Delta U_{C,p}(mT) = \frac{1}{C} \int_{(m-1)T}^{mT} \Delta I_{C,p}((m-1)T) dt. \quad (5)$$

Поскольку приращение регулируемой составляющей тока конденсатора на интервале между регулируемыми моментами времени mT переключения силового ключа ИСН остается неизменной (рис. 2), то для его определения достаточно вычислить первую разность тока конденсатора

$$\Delta I_{C,p}(mT) = I_{C,p}(mT) - I_{C,p}((m-1)T)$$

или

$$\Delta I_{C,p}(mT) = I_{C,p}(mT + \tau) - I_{C,p}((m-1)T + \tau), \quad (6)$$

где $\tau < T$ – в общем случае произвольно выбранный фиксированный интервал времени.

Для того, чтобы располагать временем для проведения вычислительных процедур, необходимых для определения входного сигнала широтно-импульсного модулятора к моменту времени mT , целесообразно τ выбирать так, чтобы моменты времени $(mT + \tau)$ максимально удалялись от моментов времени mT регулируемого переключения силового ключа ИСН. Для ИСН понижающего типа и при

модуляции заднего фронта импульса моменты времени $(mT + \tau)$ следует выбрать непосредственно после момента включения силового ключа ИСН. Поскольку, как правило, в ИСН понижающего типа статический коэффициент заполнения $K_{3,ст} > 0,25$, то на процедуры выборки дискретных значений входных сигналов и проведение вычислений остается время, близкое к четверти периода преобразования. Использование выражения (6) позволяет определить $\Delta I_{C,p}(mT)$ в момент времени $(mT + \tau)$. Поскольку приращения регулируемой составляющей напряжения на интервале между регулируемые моменты переключения силового ключа ИСН постоянны, то (5) можно записать в виде:

$$\Delta U_{C,p}(mT) = \frac{T}{C} \Delta I_{C,p}((m-1)T + \tau). \quad (7)$$

Определить дискретные значения регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора выходного фильтра можно по выражению

$$U_{C,p}(mT) = U_{C,p}((m-1)T) + \Delta U_{C,p}(mT). \quad (8)$$

Таким образом, замена процедуры интегрирования согласно (5) определением площади прямоугольника согласно (7) позволяет определить приращение регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора $\Delta U_{C,p}(mT)$ и саму регулируемую составляющую напряжения $U_{C,p}(mT)$ в окрестности момента времени $(m-1)T + \tau$, т. е. раньше момента времени mT , в окрестности которого формируется регулируемый фронт импульса управления силовым ключом. Соответственно и вычисление входного сигнала широтно-импульсного модулятора с использованием (3) и (4) также может быть произведено ранее момента времени mT в окрестности момента времени $(m-1)T + \tau$.

На рис. 3 приведена структурная схема устройства управления, реализующего дискретный закон (2) формирования входного сигнала ШИМ.

Устройства выборки и хранения (УВХ1–УВХ3) обеспечивают выборку входных сигналов в моменты времени $(mT + \tau)$ и хранение выбранных значений сигналов на последующих интервалах времени длительностью в период преобразования T . Измеритель первой разности (ИПР) обеспечивает выполнение (6), вычислитель В1 производит вычисления согласно (7) и (8), а вычислители В2 и В3 – согласно (3) и (4), соответственно.

Для обеспечения астатизма выходного напряжения ИСН используется способ, аналогичный применяемому в ИСН с вариантом реализации за-

кона управления по мгновенным значениям координат состояния, согласно которому входной сигнала U_y ШИМ формируется как сумма динамического сигналом управления $U_{y,д}$ и сигнала $U_{y,ст}$, задающего статический уровень выходного напряжения. Сигнал $U_{y,ст}$ вычисляется как интеграл сигнала рассогласования по напряжению, взятый с некоторым коэффициентом K_p , причем величина этого коэффициента выбирается достаточно малой, чтобы на интервале переходного процесса приращение сигнал $U_{y,ст}$ был много меньше приращения динамического сигнала управления $U_{y,д}$. Это исключает влияние сигнала $U_{y,ст}$ на динамические характеристики ИСН. В рассматриваемом ИСН с дискретным способом формирования входного сигнала модулятора сигнал $U_{y,ст}$ вычисляется посредством вычислителя В4 согласно выражению:

$$U_{y,ст} = K_p \sum_{k=1}^m \varepsilon(kT), \quad (9)$$

где $\varepsilon(kT) = U_{ввх}(mT) - U_0$ – дискретные значения сигнала рассогласования по напряжению, U_0 – задающее напряжение.

Работоспособность и достижение заявленных характеристик проверена с использованием макета ИСН, управление силовым ключом в котором обеспечивается посредством микроконтроллерной техники в соответствие со структурной схемой, приведенной на рис. 3. Оцифровывание входных сигналов производится внешним аналого-цифровым преобразователем (АЦП) MAX130В, вычислительные процедуры производятся микроконтроллером ATMEGA128A1. Силовая цепь макета ИСН имеет следующие параметры: индуктивность дросселя $L = 110...180$ мкГн и зависит от протекающего тока, емкость конденсатора выходного фильтра $C = 1000$ мкФ, период преобразования $T = 25$ мкс, входное напряжение $U_{вх} = 25...80$ В и выходное напряжение $U_{ввх} = 15$ В.

На временных диаграммах рис. 4, 5 приведены осциллограммы процессов в ИСН понижающего типа с микроконтроллерным управлением. На этих временных диаграммах луч 1 является сигналом управления ключом, коммутирующим нагрузку. При этом ступенчатое приращение тока нагрузки составляет 1,2 А. Луч 2 является сигналом с выхода датчика тока дросселя ИСН в масштабе 2 А/дел. Луч 3 отображает переменную составляющую напряжения на выходе ИСН. В макете ИСН используется аналоговый способ выделения сигнала рассогласования выходного напряжения и его инте-

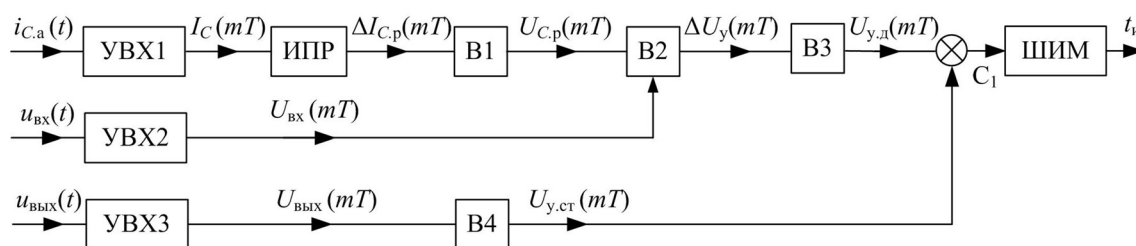


Рис. 3. Структурная схема устройства управления с дискретным законом формирования входного сигнала ШИМ

гирования. Для этого применяется источник опорного напряжения и интегратор на операционном усилителе. При этом вычислитель В4 (рис. 3) упраздняется, а на вход АЦП поступает интеграл сигнала рассогласования выходного напряжения. Этот сигнал отображается лучом 4 осциллографа. Входное напряжение ИСН составляет 50 В. На рис. 5 более детально показаны временные интервалы в окрестности моментов коммутации тока нагрузки.

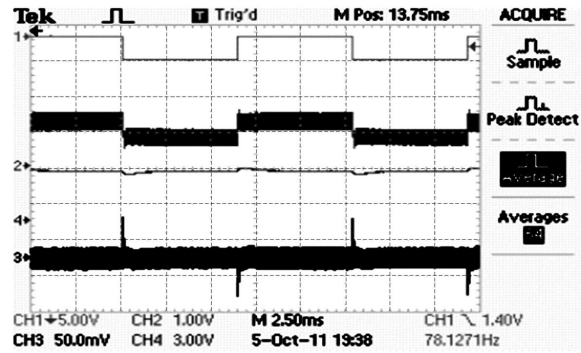


Рис. 4. Осциллограммы процессов в ИСН понижающего типа

Рассмотренный выше вариант реализации (2) с использованием дискретных значений регулируемой составляющей выходного напряжения может быть использован и для управления силовыми модулями, входящими в состав многомодульного ИСН. Функциональная схема ИСН, образованного двумя параллельно включенными силовыми модулями, приведена на рис. 6. Кроме силовых модулей СМ1 и СМ2 в состав ИСН входит общесистемный блок (ОСБ), который содержит задающий генератор (ЗГ) и интегратор сигнала рассогласования (И), который выполняет операцию интегрирования сигнала рассогласования

$$\varepsilon(t) = u_{\text{вых}}(t) - U_{\text{оп}}$$

где $U_{\text{оп}}$ – опорное (эталонное) напряжение.

В качестве датчика тока конденсатора (ДТК) использован трансформатор тока. Датчик тока дросселя (ДТД) выполнен в виде двух трансформаторов

тока, работающих в одноконтурном режиме. Первичная обмотка первого трансформатора включена последовательно с силовым ключом K , вторичная – с диодом VD . Вторичные обмотки через выпрямляющие диоды подключены параллельно и нагружены на резистор, на котором формируется выходной сигнал датчика.

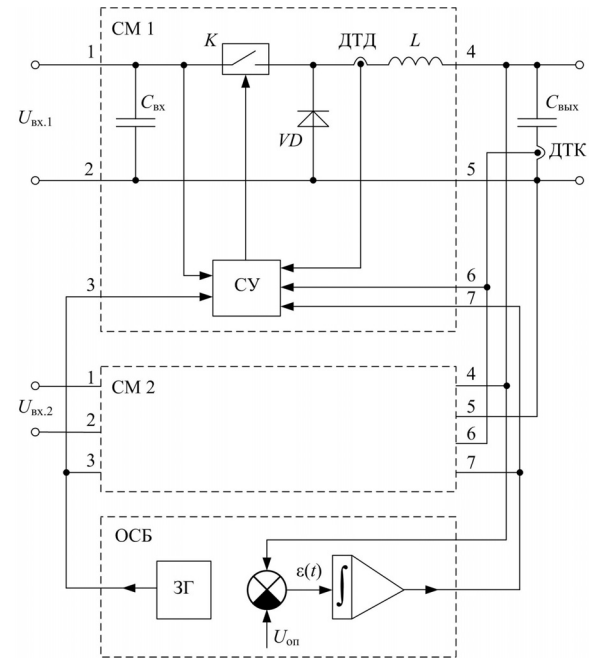
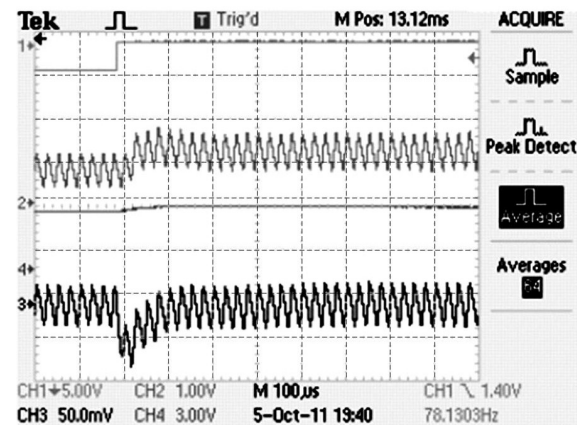
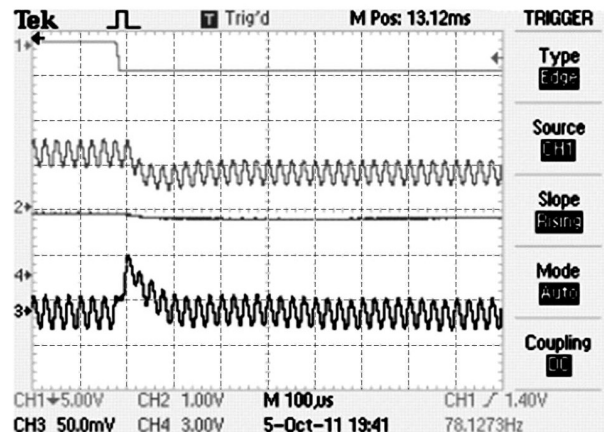


Рис. 6. Функциональная схема двухмодульного ИСН понижающего типа

Применение внешнего ЗГ позволяет организовать работу силовых модулей на одной частоте, а временной сдвиг процессов для создания многофазного режима работы обеспечивается временными задержками, реализуемыми микроконтроллерами, входящими в схемы управления (СУ) силовых модулей. Применение в ИСН общего интегратора сигнала рассогласования является обязательным условием параллельной работы, поскольку применение таких интеграторов в каждом силовом моду-



а



б

Рис. 5. Осциллограммы процессов в ИСН понижающего типа (укрупненно): а) подключение; б) отключение нагрузки

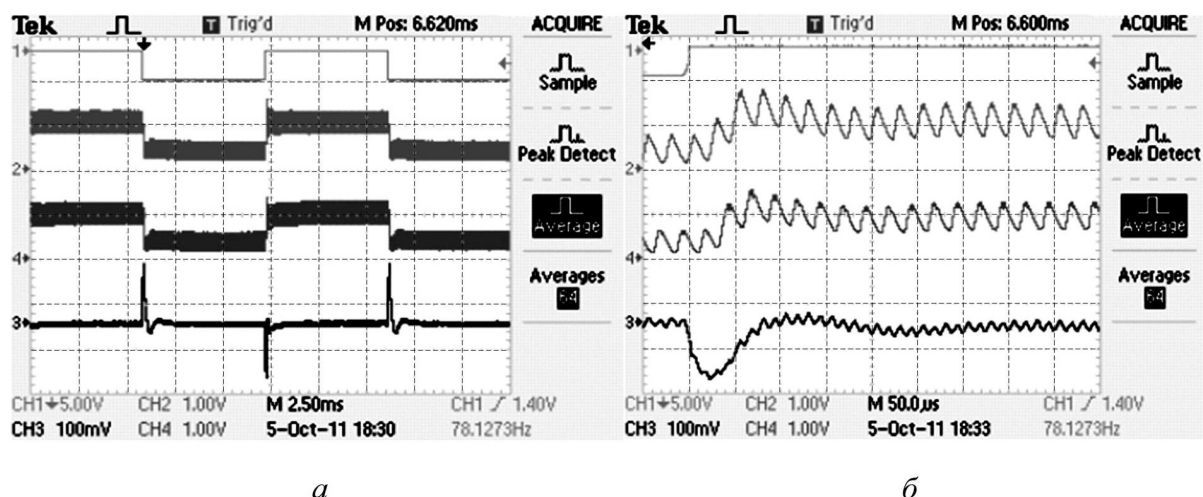


Рис. 7. Осциллограммы процессов в силовых модулях ИСН понижающего типа: а) процессы коммутации нагрузки; б) подключение нагрузки (укрупненно)

ле приведет к интегрированию различных по величине сигналов рассогласования по напряжению, достижению предельных значений интегралов сигналов рассогласования в большинстве СМ и прекращению их работы в режиме стабилизации выходного напряжения. Кроме того, использование интегратора сигнала рассогласования, выполненного на аналоговых элементах, позволяет повысить надежность многомодульного ИСН при резервировании интегратора сигнала рассогласования.

В таком ИСН схема вычислительного процесса в каждом силовом модуле аналогична приведенной на рис. 2. Отличие состоит в том, что сумматор С1 имеет третий вход, на который поступает сигнал с датчика тока дросселя, сглаженный RC -цепью с постоянной времени $\tau=1$ мс. При этом обеспечивается выравнивание токов дросселей при параллельной работе силовых модулей в составе ИСН.

На временных диаграммах, рис. 7, приведены осциллограммы процессов в ИСН понижающего типа с микроконтроллерным управлением при входных напряжениях силовых модулей 50 В. На этих диаграммах луч 1 отображает сигнал управления ключом, коммутирующим нагрузку. Ступенчатое приращение тока нагрузки составляет 3 А. Лучи 2 и 4 отображают сигналы с выхода датчиков тока дросселей первого и второго силовых

модулей ИСН (масштаб сигналов составляет 2 А/дел). Луч 3 отображает переменную составляющую напряжения на выходе ИСН. Длительность переходного процесса стабилизации выходного напряжения в этом случае также остается близкой к минимально возможной.

Выводы

Исследование процессов в макете импульсного стабилизатора напряжения понижающего типа с управлением по дискретным значениям переменных состояния показали его работоспособность и достижение минимальной конечной длительности переходных процессов в 2–3 периода преобразования при коммутации нагрузки малой мощности. При значительной величине коммутируемой составляющей тока нагрузки происходит увеличение длительности переходного процесса до 3–4 периодов преобразования, однако сохраняется конечный характер переходного процесса.

Применение в каждом силовом модуле дополнительного контура управления по току дросселя решает задачу по распределению тока нагрузки между силовыми модулями. При этом в каждом силовом модуле и стабилизаторе в целом сохраняется близкая к минимально возможной длительность переходных процессов при стабилизации выходного напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванчур В. И., Капулин Д. В., Краснобаев Ю. В. Способ управления импульсным стабилизатором напряжения понижающего типа // Электромеханические преобразователи энергии: Матер. V Междунар. научно-техн. конф. – г. Томск, 12–14 октября 2011. – Томск: Изд-во ТПУ, 2011. – С. 222–225.
2. Цветков Д.А. Новые микроконтроллеры dsPIC30 серии SMPS // Новости электроники. – 2007. – № 13. – С. 19–21.
3. Potter G. An Introduction to Digital Control of Switching Power Converters // White Paper from Astec Power. – 2004. – № 4. – P. 13–15.
4. Morrison D. More Digital Design and Controversy in 2006 // Power Electronics Technology. – 2006. – № 1. – P. 16–18.
5. Соустин Б.П., Иванчур В.И., Чернышев А.И., Исляев Ш.Н. Системы электропитания космических аппаратов. – Новосибирск: Наука, 1994. – 318 с.

Поступила 22.12.2011 г.

УДК 621.311

КОРРЕКЦИЯ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПЕДАНСА ВЫХОДНОЙ ШИНЫ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Д.Ф. Дементьев, Ю.М. Казанцев

Томский политехнический университет
ОАО «Научно-производственный центр «Полюс», г. Томск

Исследуется зависимость амплитудно-частотной характеристики выходного импеданса системы электропитания космических аппаратов от типа регулятора, частоты преобразования, количества фаз преобразователей. Предложены закон управления импульсным стабилизатором напряжения и способы минимизации импеданса, включающие повышение частоты коммутации ключевых элементов, применение многофазного преобразования и равномерного токораспределения между фазами, увеличение емкости конденсаторов выходного фильтра.

Ключевые слова:

Импульсный стабилизатор напряжения, регулятор, многофазный режим, токораспределение, импеданс, биения, устойчивость.

Key words:

Switching voltage regulator, controller, multiphase mode, current sharing, impedance, beats, stability.

В состав современных систем электропитания (СЭП) космических аппаратов входят первичный источник, накопитель и энергопреобразующая аппаратура, обеспечивающая передачу энергии от первичного источника и накопителя на выход СЭП, восстановление ее в накопителе и требуемое качество выходного напряжения. В качестве первичного источника широко применяются солнечные батареи, а накопителями, как правило, служат химические источники тока – аккумуляторные батареи. Передача энергии от первичного источника и накопителя на выход СЭП и стабилизация напряжения на нем осуществляются импульсными стабилизаторами напряжения (ИСН).

Рост количества задач, решаемых космическими аппаратами, приводит к увеличению числа и мощности потребителей. Для повышения мощности и надежности энергопреобразующей аппаратуры необходимо параллельное объединение ИСН. При этом, нагрузка должна распределяться между их силовыми каналами равномерно. Целесообразно осуществлять многофазный режим работы преобразователя, при котором силовые ключи группы параллельных ИСН коммутируются с взаимным сдвигом, равным T/N , где T – период следования импульсов, N – число ИСН. Многофазные преобразователи обеспечивают снижение уровня пульсаций входных и выходных напряжений и токов СЭП, распределение теплового рассеяния, снижение уровня радиопомех. Кроме того, при равномерном распределении тока в N раз повышается эффективная частота регулирования преобразователя [1].

Объединение источников, преобразователей и потребителей в единый энергетический и конструктивный комплекс часто сопровождается потерей устойчивости СЭП, в то время как каждый из них стабильно работает в автономном режиме во всем диапазоне изменения входных и выходных параметров. Рост пульсаций выходного напряже-

ния и нарушение электромагнитной совместимости СЭП выявляются в основном на стадии комплексных испытаний.

На практике для анализа устойчивости сопоставляют входные и выходные характеристики системы «преобразователь – потребитель». Для стабильной ее работы модуль входного импеданса потребителей должен быть больше модуля выходного импеданса регулируемой шины СЭП во всем диапазоне частот. Если на каких-либо частотах эти значения равны или близки друг к другу, дополнительно сравнивают фазы импедансов. В устойчивых системах разность этих фаз не должна приближаться к значению $\pm 180^\circ$ ближе, чем на 40° . Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) импеданса также является показателем кондуктивной электромагнитной совместимости. Необходимость уменьшения модуля выходного импеданса СЭП обусловлена увеличением не только суммарной мощности потребителей, но и доли потребителей с вторичными источниками питания.

Таким образом, исследуется техническая устойчивость СЭП при ограниченных возмущениях, которым должны соответствовать лишь малые отклонения от положения равновесия, оцениваемые значением выходного импеданса.

Измерение импеданса преобразующего оборудования осуществляется при помощи тест-сигнала, являющегося имитацией возмущения тока нагрузки с переменной составляющей, частота и амплитуда которой варьируются в соответствии с системными требованиями [2].

Стандартом питания Европейского космического агентства требование к импедансам СЭП и потребителей задается через их соотношение [3]. Отечественные предприятия-изготовители спутников связи также предъявляют схожие требования, предъявляемые к выходному импедансу СЭП, причем эти требования могут задаваться не только в зависимости от номинального выходного напря-

жения СЭП и мощности потребителей, но и с учетом реактивных параметров и специфики нагрузок конкретного космического аппарата, а также сеансного расписания коммутаций [4].

Основными факторами, формирующими АЧХ импеданса регулируемой шины СЭП, являются:

- тип и параметры регулятора. Для регуляторов, используемых в импульсных стабилизаторах напряжения, характерны инерция, фазовые сдвиги и своя полоса пропускания, обуславливающие искажения при формировании управляющих воздействий. У быстродействующего регулятора полоса пропускания шире и фазовые сдвиги в сигналах ошибки минимальны;
- частота преобразования. Поскольку ИСН является дискретной динамической системой, то для того, чтобы отработать синусоидальное возмущение, динамической системе управления (СУ) нужно, в соответствии с теоремой Котельникова, более двух (практически 4–5) моментов управления на периоде этого возмущения, т. е. должно выполняться условие $f_{\text{п}} \geq 4f_{\text{в}}$, где $f_{\text{п}}$ – частота преобразования; $f_{\text{в}}$ – частота возмущения. Таким образом, предельная граница полосы пропускания регулятора в дискретной системе определяется количеством моментов управления на периоде возмущения. Одним из способов увеличения количества моментов управления является многофазная параллельная работа группы ИСН, при этом эквивалентная частота преобразования $f_{\text{п}} = Nf_{\text{п}}^*$;

- параметры силового фильтра. На частотах выше полосы пропускания регулятора до нескольких сотен кГц модуль импеданса определяется параметрами силового сглаживающего фильтра. С повышением частоты возмущения по цепи нагрузки существенное влияние начинают оказывать паразитные параметры элементов схемы и монтажа.

С целью определения способов минимизации импеданса регулируемой шины СЭП проведено исследование в среде OrCAD 16.2 имитационной модели ИСН понижающего типа с различными вариантами управления, параметрами фильтра, частотой коммутации и количеством фаз.

Исследование проводилось с тест-сигналом в диапазоне частот от 10 Гц до 150 кГц. Для объективности сопоставления результатов во всех случаях использовалась одинаковая удельная нагрузка. Частота коммутации ключевых элементов ИСН составляла 50 кГц, номинальное выходное напряжение СЭП – 100 В, номинальная мощность каждого стабилизатора – 700 Вт.

Выходной импеданс регулируемой шины СЭП вычисляется по формуле

$$Z(f) = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{в}}(f),$$

где $Z(f)$ – импеданс, соответствующий возмущению по цепи нагрузки с размахом $\Delta I_{\text{в}}$ при частоте возмущения f ; $\Delta U_{\text{вых}}$ – размах пульсаций выходного напряжения.

ИСН, включающие нелинейную импульсную и непрерывную части, относятся к классу дискрет-

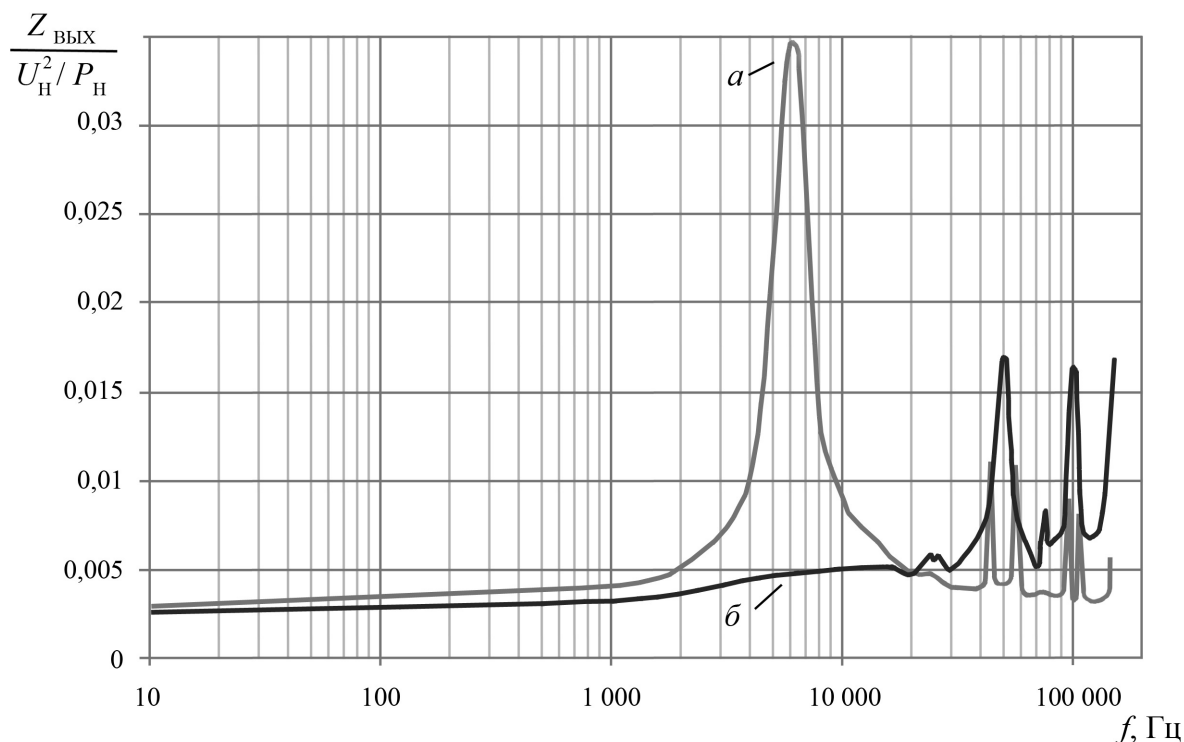


Рис. 1. Амплитудно-частотная характеристика импеданса ИСН: а) СУ на основе ПИД-регулятора; б) СУ с прогнозированием тока дросселя

но управляемых систем автоматического регулирования.

В большинстве ИСН для управления ключевым элементом применяют широтно-импульсную модуляцию. Типовым для стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией является пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор. На АЧХ импеданса ИСН с таким регулятором (рис. 1, а) видно, что граница полосы пропускания находится около 6 кГц, что составляет $f_n/8$. Связано это, прежде всего, с инерционностью корректирующего устройства регулятора.

Для реализации быстродействующего преобразователя взамен инерционного целесообразно применять управление на основе прогноза, когда управляющие воздействия вырабатываются исходя как из текущих, так и из ожидаемых в будущем значений координат СУ. Для такой динамической системы, как импульсный стабилизатор, прогноз осуществляется на периоде коммутации.

Для того, чтобы управлять не только статикой, но и динамикой процесса в схеме понижающего ИСН, необходимо измерять и соответственно прогнозировать пульсирующую составляющую тока $\tilde{i}_L = i_L - i_n$ [5].

При подчиненном регулировании тока \tilde{i}_L по уравнению

$$x(t) + k_c \tilde{i}_L(t) = 0,$$

где $x(t)$ – сигнал ошибки; k_c – коэффициент связи, обеспечивается аperiodический характер переходного процесса, так как вследствие отрицательной знакоопределенности отношения

$$\frac{\tilde{i}_L}{x} = -\frac{1}{k_c}$$

ошибка x в переходном процессе только убывает.

Предложен способ управления с прогнозированием тока дросселя для многофазных преобразователей, обеспечивающий равномерное распределение тока нагрузки между силовыми модулями. Способ основан на широтно-импульсной модуляции с линейной комбинацией в сигнале развертки Y_{pj} расчетного значения пульсирующей составляющей тока дросселя на интервале времени до момента коммутации ключевого элемента

$$\tilde{i}_{L_j} = \frac{U_{пj} - U_{выxj}}{L_j T} t_{pj}$$

и ее прогнозируемого значения на интервале после этой коммутации

$$\tilde{i}_{L_j} = U_{выxj} \left(1 - \frac{t_{pj}}{L_j T} \right),$$

где $U_{пj}$ – напряжение на входе j -го стабилизатора; $j=1, \dots, N$ – индекс соответствия с его номером; $U_{выxj}$ – выходной сигнал; L_j – индуктивность дросселя; t_{pj} – сигнал синхронизации; T – длительность периода синхронизации.

Закон управления описывается уравнением

$$F_j = x_j + k_{cj} (i_{L_{cpj}} - i_n / N) + k_{cj} Y_{pj}, \quad (1)$$

где x_j – сигнал ошибки; $k_{cj} = 1/L_j$; $i_{L_{cpj}}$ – среднее на интервале синхронизации значение тока дросселя; i_n – ток нагрузки; N – количество параллельно работающих стабилизаторов.

Сигнал развертки равен

$$Y_{pj} = U_{пj} \frac{t_{pj}}{T} - U_{выxj},$$

а состояние ключевого элемента

$$VT_j = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 < t_{pj} < t_{kj}; \\ 0 & \text{при } t_{kj} < t_{pj} < T, \end{cases}$$

где $VT_j = 1$ и $VT_j = 0$ – ключевой элемент включен либо выключен соответственно; t_{kj} – моменты выключения ключа, определяемые наименьшим положительным корнем уравнения $F(t) = 0$.

Систему можно рассматривать как релейную с уровнем гистерезиса, изменяемым таким образом, что соответствующее переключение по состоянию совпадает с моментом синхронизации. При этом предельный цикл (рис. 2), определяемый пульсирующей составляющей выходной координаты, устанавливается таким образом, что $x(t_k) = 0$, а среднее за период пульсаций значение сигнала ошибки x_0 может быть смещено относительно нуля на значение, не превышающее половины размаха пульсаций:

$$x_0 \leq 0,5 \{ (x_1 - x_2) [\gamma_0 - (1 - \gamma_0)] \},$$

где γ_0 – коэффициент заполнения импульса в установившемся режиме. Этим обеспечивается астатизм системы, т. е. интегратор в схеме управления, являющийся инерционным звеном, не нужен.

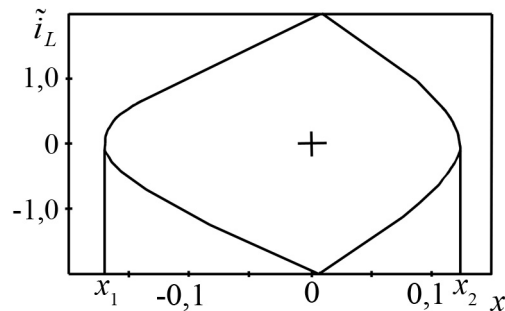


Рис. 2. Предельный цикл в установившемся режиме ($\gamma_0 = 0,6$)

Устойчивость предельного цикла обеспечивается тем, что при управлении с прогнозированием момент переключения импульсного элемента определяется с учетом последующего после коммутации воздействия на непрерывную часть.

В уравнении закона (1) в качестве тока нагрузки ИСН используется ток i_n/N , соответствующий идеальному токораспределению. Отклонение $i_{L_{cpj}}$ от i_n/N является корректирующим сигналом в контуре токораспределения.

Из результатов исследования АЧХ модели стабилизатора напряжения на основе СУ (рис. 1, б),

реализующей вышеописанный закон управления с прогнозированием тока дросселя, видно, что при изменении частоты тест-сигнала в диапазоне от 10 Гц до 100 кГц в системе имеются низкочастотные биения с практически значимыми полюсами на частотах $(1/4, 1/3, 1/2, 1, 2, 3) f_n$ [6].

С целью ослабления низкочастотных биений предложено в цепь быстродействующего регулятора обратной связи по току включить фильтр низких частот (ФНЧ), частота среза которого равна $f_n/4$. Выбор данной частоты обоснован тем, что при частотах возмущения свыше $f_n/4$ СУ в соответствии с теоремой Котельникова уже не может формировать адекватные управляющие воздействия.

Применение фильтра обеспечивает значительное снижение уровня биений (рис. 3, б). Однако он вносит искажения в сигнал обратной связи, и на частотах, меньших частоты $f_n/4$, происходит рост импеданса.

Также увеличение частоты преобразования (рис. 3, в) приводит к сдвигу полюсов в сторону высоких частот, где качество выходного напряжения обеспечивают емкостные фильтры. Таким образом, снижается уровень импеданса, что обусловлено как уменьшением пульсаций тока дросселя, так и повышением количества моментов управления, о чем говорилось ранее. Помимо этого обеспечивается монотонность АЧХ импеданса на ее нормируемом участке. Из характеристики (рис. 3, г) видно, что сочетание вышеописанных мер по-

зволяет значительно снизить импеданс, особенно в области полюсов. Вызвано это тем, что при увеличении частоты преобразования полюса характеристики импеданса сдвигаются в сторону больших частот, а с ростом частоты возмущения влияние фильтра в цепи обратной связи усиливается. Таким образом отключается сигнал обратной связи на частотах, на которых система управления уже не может обеспечить адекватное управляющее воздействие.

Для оценки АЧХ импеданса многофазного преобразователя с равномерным токораспределением тока нагрузки как средства парирования низкочастотных биений проведено исследование имитационной модели трех параллельных ИСН понижающего типа с различными вариантами управления и количеством фаз. Во всех случаях использовалась одинаковая нагрузка, втрое превышающая номинальную для одного силового канала. Частота коммутации ключевых элементов равнялась 50 кГц, номинальное напряжение нагрузки СЭП составляло 100 В, номинальная мощность каждого канала преобразователя – 700 Вт.

Характеристика импеданса системы из трех силовых каналов на основе СУ с прогнозированием тока дросселя и распределением тока в однофазном режиме (рис. 4, а) так же, как и в случае с единичным ИСН, монотонна в пределах полосы пропускания. За полосой пропускания наблюдаются полюса, вызванные биениями. Видно, что много-

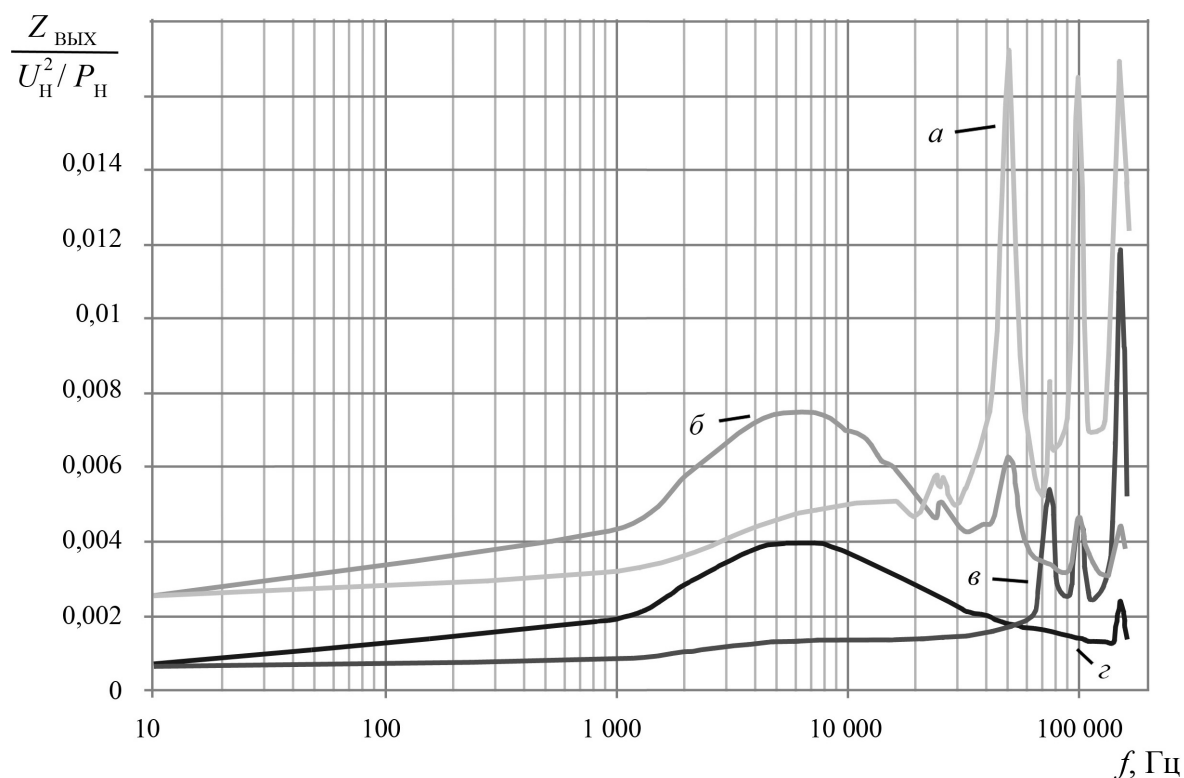


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика ИСН, СУ которого основана на прогнозировании тока дросселя: а) базовая модель; б) с ФНЧ в цепи обратной связи; в) при утроенной относительно начальной частоте коммутации; г) при утроенной относительно начальной частоте коммутации и с ФНЧ в цепи обратной связи

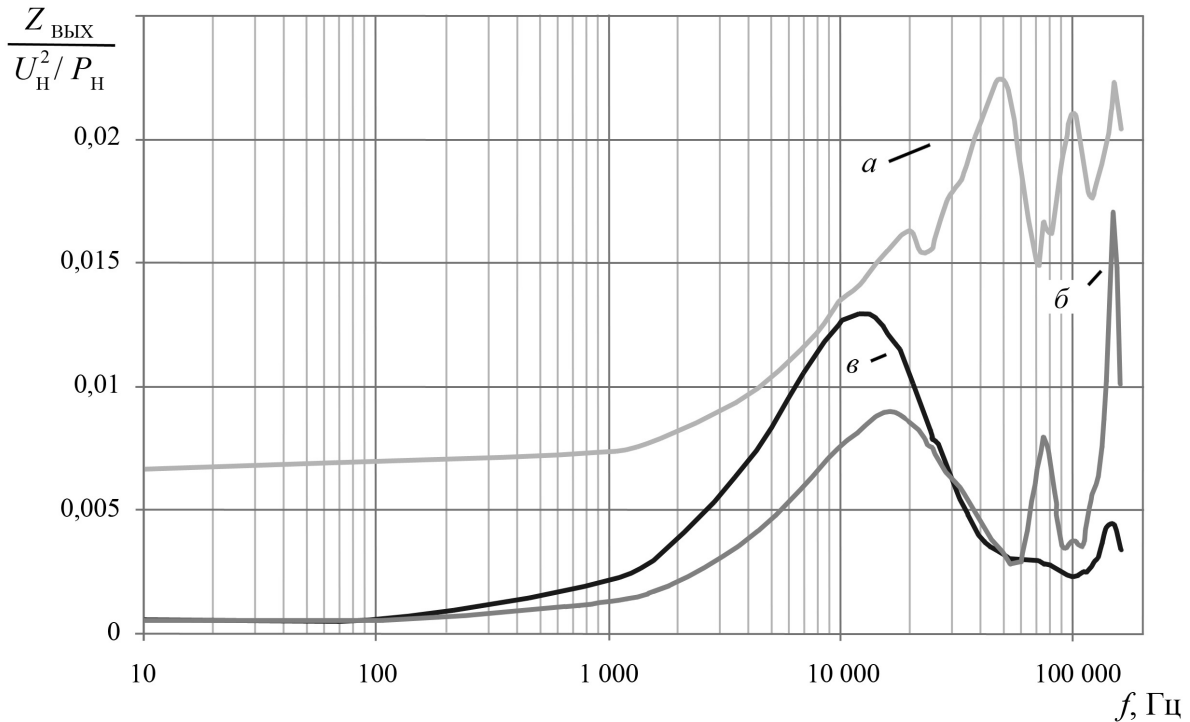


Рис. 4. Исследование импеданса трех параллельных ИСН на основе СУ с прогнозированием тока дросселя и токораспределением: а) в однофазном режиме; б) в многофазном режиме; в) в многофазном режиме с ФНЧ в цепи ОС

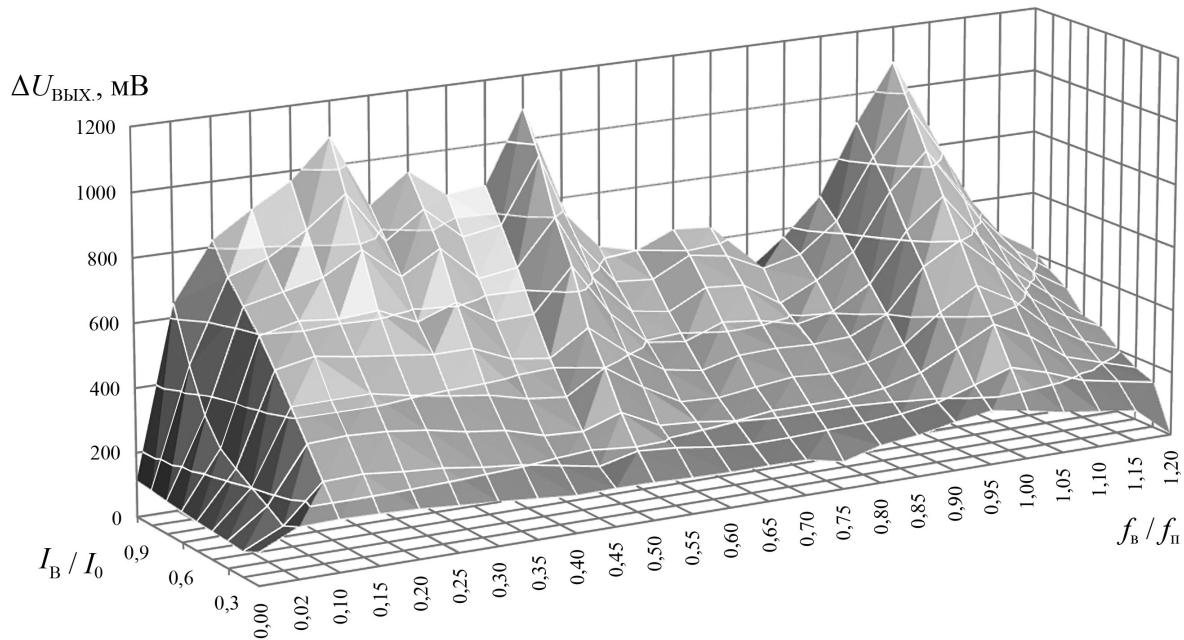


Рис. 5. Размах пульсаций выходного напряжения ИСН при различных возмущениях нагрузки

фазный режим параллельных стабилизаторов позволяет существенно минимизировать импеданс в широком диапазоне частот (рис. 4, б). Причем полюса АЧХ импеданса, вызванные биениями, в данном случае образуются относительно эквивалентной частоты преобразования. Введение в многофазный преобразователь ФНЧ, отключающего сигнал обратной связи по току, позволяет откорректировать характеристику импеданса наилучшим образом (рис. 4, в).

Итоговые результаты исследования зависимости пульсаций выходного напряжения $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ ИСН от амплитуды тест-сигнала $I_{\text{В}}$ и его частоты f представлены в виде поверхностной диаграммы (рис. 5).

Из диаграммы следует, что амплитуда пульсаций $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ с ростом амплитуды тест-сигнала увеличивается, полюса на кратных частотах проявляются четче. ФНЧ дает положительные результаты при $I_{\text{В}}/I_0 < 0,5$. При этом АЧХ импеданса $Z_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / (2I_{\text{В}})$ от уровня тест-сигнала зависит слабо.

Выводы

Показано, что амплитудно-частотная характеристика выходного импеданса импульсного стабилизатора напряжения, составляющего многофазный преобразователь системы электропитания модульной структуры, при частотах возмущения по цепи нагрузки вблизи собственных частот системы управления содержит полюса, вызываемые низкочастотными биениями.

Предложен закон управления многофазным преобразователем напряжения, суть которого заключается в том, что сигнал переменной составляющей тока дросселя каждого силового модуля определяется как разность между средним за период коммутации током дросселя этого модуля и током нагрузки, деленным на количество модулей.

Построение многофазных импульсных преобразователей на основе предлагаемого закона управления с использованием фильтра с полосой пропускания от нуля до $1/4$ частоты преобразования в контуре обратной связи по току позволяет минимизировать импеданс в диапазоне частот до 100 кГц и выше.

Для минимизации импеданса выходной шины системы электропитания необходимо повышать частоту коммутаций ключевых элементов, осуществлять многофазный режим параллельно соединенных стабилизаторов напряжения, обеспечивать равномерное распределение тока нагрузки между силовыми каналами, увеличивать емкость выходного фильтра.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Соустин Б.П., Иванчура В.И., Чернышев А.И., Исляев Ш.Н. Системы электропитания космических аппаратов. – Новосибирск: Наука, 1994. – 318 с.
2. Шкоркин В.В. Методика измерения выходного импеданса импульсных стабилизаторов напряжения // Научная сессия ТУ-СУР-2008: Матер. докл. Всерос. научно-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск, 2008. – Т. 2. – С. 325–327.
3. ESA ECSS-E-ST-20C Second iss. July 2008. – P. 27–28.
4. Пожаркова И.П., Капулин Д.В. Методика формирования требований к выходному импедансу систем электропитания космических аппаратов // Авиакосмическое приборостроение. – 2011. – № 6. – С. 12–16.
5. Казанцев Ю.М. Динамика управляемых преобразовательных устройств. – Томск: Изд-во ТПУ, 2011. – 126 с.
6. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: электрические цепи: 7-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1978. – 528 с.

Поступила 06.03.2012 г.

УДК 621.314

АВТОНОМНАЯ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ УСТАНОВКА

Ю.А. Шиняков, Ю.А. Шурыгин, В.В. Аржанов, О.А. Теушаков, А.В. Осипов, К.В. Аржанов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

E-mail: shua@main.tusur.ru

Приведены результаты проектирования автономной фотоэлектрической энергетической установки с максимальной выходной мощностью 1,5 кВт с экстремальным регулированием мощности солнечных батарей и их автоматическим слежением за Солнцем.

Ключевые слова:

Автономная фотоэлектрическая энергетическая установка, солнечная батарея, аккумуляторная батарея, энергетическая эффективность, экстремальное регулирование мощности, автоматическое слежение за Солнцем.

Key words:

Stand-alone photovoltaic power system, solar panel, battery, energy efficiency, extreme power control, automatic tracking at the sun.

Создание высокоэффективных автономных фотоэлектрических энергетических установок (АФЭУ) в первую очередь определяется использованием источников тока (солнечных и аккумуляторных батарей) с улучшенными технико-экономическими показателями. Однако даже при самых совершенных источниках энергии, энергетическая установка может обладать невысокими энергетическими характеристиками из-за нерационального использования их возможностей. Поэ-

тому, при проектировании высокоэффективных автономных фотоэлектрических энергетических установок, должна решаться задача как разработки (использования) солнечных батарей (СБ) с повышенным КПД и аккумуляторных батарей (АБ) с улучшенными техническими характеристиками, так и задача системного проектирования фотоэлектрических систем и энергетических установок с целью повышения их энергетической эффективности [1].

В статье [2] показано, что основными способами повышения энергетической эффективности АФЭУ являются реализация режима отбора мощности в оптимальной рабочей точке вольт-амперной характеристики солнечной батареи в течение всего срока эксплуатации (реализация режима экстремального регулирования мощности солнечных батарей) и реализация режима непрерывного (непрерывно-дискретного) автоматического слежения солнечных батарей за Солнцем. Одновременная реализация этих способов регулирования позволяет повысить энергетическую эффективность АФЭУ не менее чем на 30 %. Степень повышения энергетической эффективности зависит от широты местоположения, а также текущих условий эксплуатации энергетической установки (освещенности и температуры солнечных батарей).

В Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) ведется разработка АФЭУ с одновременной реализацией экстремального регулирования мощности солнечных батарей и автоматического слежения солнечных батарей за Солнцем (максимальной выходной мощностью 1,5 кВт).

На рис. 1 приведен эскиз разработанной двухкоординатной системы наведения солнечных батарей на Солнце.

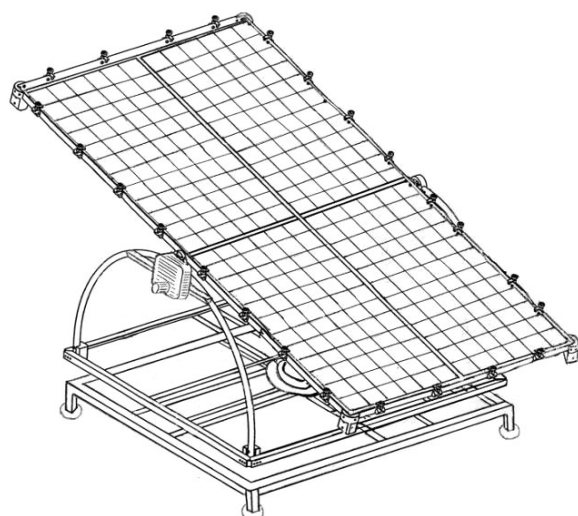


Рис. 1. Эскиз двухкоординатной системы наведения СБ

Основные детали конструкции: рама с четырьмя фотоэлектрическими модулями КСМ-160 (КСМ-170 или КСМ-180, имеющие одинаковые размеры); подвижный каркас; неподвижный каркас; два редуктора; два шаговых двигателя типа ШД-5Д; два датчика положения Солнца, четыре конечных выключателя. Неподвижный каркас установки состоит из стальной сварной рамы, состоящей из четырех уголков и профильных трубчатых элементов с четырьмя угловыми опорами и одной центральной опоры, в которой установлен вращающийся вал. Вращение вала обеспечивается за счет шагового двигателя через червячный редуктор и цилиндрическую зубчатую передачу. По-

движный каркас установки состоит из стальной сварной рамы, с закрепленной на ней ведомой шестерней, которая связана с центральным валом нижнего опорного узла шпоночным соединением для обеспечения вращения установки вокруг вертикальной оси. На этом же каркасе закреплены две дуги, на которых установлена ось вращения рамы, которая через муфту и редуктор соединена с шаговым двигателем, обеспечивающим поворот рамы по углу места.

В качестве силовых механизмов обеспечивающих поворот фотоэлектрической установки используются червячные редукторы с передаточными отношениями 1:250 (по азимуту) и 1:1000 (по углу места), что позволяет использовать шаговые двигатели с номинальным вращающим моментом нагрузки 0,1 Н·м. Червячные редукторы позволяют исключить самопроизвольное изменение положения установки под действием ветровой нагрузки. Ограничение предельных (заданных по техническому заданию) углов поворота АФЭУ по азимуту и углу места обеспечивается конечными выключателями, закрепленными на раме неподвижного каркаса установки и программным обеспечением контроллера наведения на Солнце.

Функциональная схема автономной фотоэлектрической энергетической установки приведена на рис. 2, где СБ – солнечная батарея; КЗРАБ – контроллер заряда-разряда АБ; И – инвертор; АБ1, АБ2 – аккумуляторные батареи; М1, М2 – шаговые двигатели; Р1, Р2 – редукторы; ДШД1, ДШД2 – драйверы управления шаговыми двигателями; ДПС1, ДПС2 – датчики положения Солнца; КНС – контроллер наведения на Солнце; КВ1–КВ4 – конечные выключатели.

В энергетической установке используется: инвертор с синусоидальным выходом типа TS 1500–224 (номинальная выходная мощность 1500 Вт) и два последовательно соединенных аккумулятора типа FIAMM 12SP 235 (номинальная емкость каждого 235 А·ч). Следящая система автоматического управления состоит из двух датчиков положения Солнца, контроллера наведения на Солнце, двух шаговых двигателей с редукторами, двух силовых драйверов шагового двигателя и четырех конечных выключателей. Используемый в установке датчик положения Солнца разработан и изготовлен в ТПУ и ОАО НИИ ПП (г. Томск) и состоит из трех одинаковых фотоэлементов, два из которых стоят наклонно друг к другу, а третий соединяет их снизу. Фотоэлементы датчика называют: правый, левый и тыловой.

Контроллер наведения на Солнце состоит из микроконтроллера Atmega16, преобразователя постоянного напряжения, шести операционных усилителей, микросхемы, обеспечивающей связь по протоколу RS 485 с внешней ЭВМ. Микроконтроллер выдает на вход драйверов шагового двигателя следующие сигналы: направление вращения шаговых двигателей по координате X (азимуту) (сигнал DIR1) и по координате Y (углу места) (сиг-

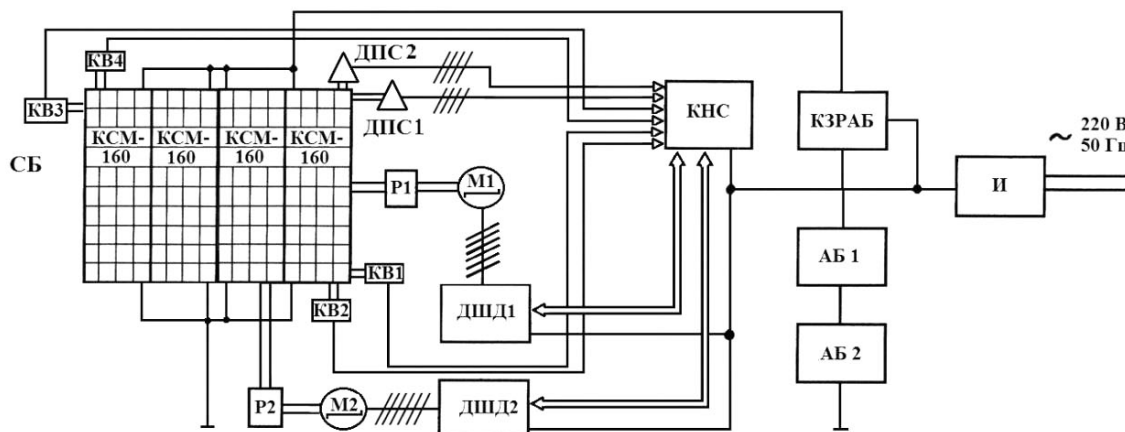


Рис. 2. Функциональная схема АФЭУ

нал DIR2), количество импульсов, которое необходимо отработать драйверами (шаговыми двигателями) по координате X (сигнал СР1) и по координате Y (сигнал СР2). Контроллер наведения на Солнце принимает сигналы с четырех конечных выключателей (КВ1–КВ4): X1, Y1 и X2, Y2 – начальные и конечные положения рамы по координате X и Y.

В контроллере реализованы два режима работы: режим ручного регулирования положения рамы от внешней ПЭВМ и режим автоматического слежения за Солнцем. В режиме ручного регулирования от внешней ПЭВМ любое положение рамы по обеим координатам передается в контроллер по протоколу RS 485. При этом перемещение возможно по азимуту на 360°, а по углу места 180°. Это отладочный режим.

В режиме автоматического слежения за Солнцем осуществляется точное наведение рамы на Солнце, путем измерения токов в фотоэлементах датчиков положения Солнца и перемещения рамы с помощью шаговых электроприводов по обеим координатам. Если правый и левый фотоэлемент выдают одинаковый ток, то перемещать раму с СБ не требуется, а если есть отличие, то необходимо перемещение в таком направлении, чтобы скомпенсировать эту разницу по току. Если три фотоэлемента у датчика показывают одинаковый ток, то фотодатчик (и соответственно СБ) находится в тени и перемещение рамы производить не требуется. Если тыловой фотоэлемент выдает самый больший ток, то Солнце светит с обратной стороны рамы. В этом случае необходимо развернуть раму в направлении Солнца. Указанные выше перемещения соответствует алгоритму, приведенному в таблице.

Перемещения происходят дискретно через 3° по обеим координатам, пока не выровняются сигналы в обеих плоскостях в каждом фотодатчике по обеим координатам. Допустимая погрешность (порог срабатывания) между сигналами в наклонных плоскостях фотоэлементов датчика, при которой необходимо проводить перемещение по координатам, составляет 5 % (эта величина может уста-

навливаться в контроллере). Введение порога срабатывания позволяет экономить энергию при перемещении рамы и предотвращать ненужный реверс в шаговых двигателях. На рис. 3 приведено рабочее окно программы управления контроллером наведения на Солнце в режимах отладки.

Таблица. Алгоритм наведения СБ на Солнце

Наведение по координате X	Направление перемещения рамы
$I_A - I_B \geq 0,05 I_A$	Влево
$I_A - I_B \leq -0,05 I_A$	Вправо
$-0,05 \leq I_A - I_B \leq 0,05 I_A$	Нет перемещения
$I_D = I_E = I_F$	Нет перемещения (СБ в тени)
$I_C > I_B, I_C > I_A$	Перемещение в начальное положение
Наведение по координате Y	Направление перемещения рамы
$I_D - I_E \geq 0,05 I_D$	Вверх
$I_D - I_E \leq -0,05 I_D$	Вниз
$-0,05 \leq I_D - I_E \leq 0,05 I_D$	Нет перемещения
$I_D = I_E = I_F$	Нет перемещения (СБ в тени)
$I_F > I_E, I_F > I_D$	Перемещение в начальное положение

Примечание: I_A, I_D и I_B, I_E – токи в правой и левой частях датчиков; I_C, I_F – в тыловой части датчиков.

В моменты отсутствия перемещения шаговые двигатели не потребляют энергии. Для уменьшения рывков и качаний при перемещении рамы в программном обеспечении контроллера заложен режим позиционирования, то есть в шаговом электроприводе идет ограничение по скорости и ускорению при перемещении рамы от одного положения к другому.

Результаты экспериментальных исследований энергетики шаговых электроприводов на АФЭУ показали следующее: время перемещение по углу места (80°) составляет 56 с, а по азимуту (180°) 35 с при скорости вращения шаговых двигателей 200 об/мин. При этом выполняется половина суточного цикла перемещений на АФЭУ. Измеренная потребляемая мощность одного шагового двигателя ШД-5Д с силовым драйвером на установке составляет 50 Вт (мощность шагового двигателя ШД5Д по паспорту 36 Вт). Суммарная потребляе-

мая энергия электроприводами на установке при перемещении по азимуту и углу места с начального положения и до максимального положения и возвращения до начального положения (суточный цикл) составляет 7100 Вт·с или 1,97 Вт·ч, что не превышает 1 % от суточного значения выработанной энергии.

В драйвере ДШД используется микроконтроллер STM32F103. Обмотки шагового двигателя ШД-5Д соединены в звезду и подключены к трехфазному мосту, который образован полевыми транзисторами. Драйвер ДШД задает величину минимального шага и амплитуду импульса тока в шаговом двигателе, осуществляет защиту от коротких замыканий в двигателе и выдает на контроллер наведения на Солнце сигналы готовности RDY1, RDY2 – готовность по координатам X и Y. Минимальный шаг в двигателе можно задать 0,03 градуса.

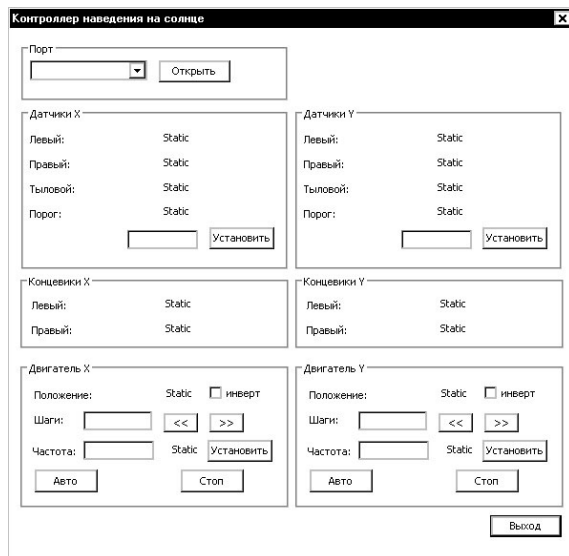


Рис. 3. Рабочее окно программы управления контроллером наведения на Солнце

Контроллер заряда-разряда аккумуляторной батареи (КЗРАБ) реализует экстремальное регулирование мощности СБ, имеет незначительное энергопотребление и повышает эффективность использования солнечной батареи до 98,0...99,5 %. В контроллере применена схема понижающего преобразователя напряжения, которая представле-

на на рис. 4. Основным критерием, принятым при разработке схемы контроллера является достижение максимального КПД, т. е. обеспечение минимума потерь мощности. В результате теоретических расчетов и экспериментальных исследований определено, что оптимальная частота преобразования, позволяющая получить приемлемые массогабаритные показатели фильтров преобразователя при минимальных потерях находится в области 40...50 кГц.

С учетом выбранной частоты применены силовой полевой транзистор IRFPS3810 и диод BYV32E.

Управление зарядным устройством производится микроконтроллером (МК) Atmega128, совмещающим функции пользовательского интерфейса с формированием управляющего воздействия на силовой полевой транзистор VT. В работе контроллера предусмотрено два режима работы. Первый, ручной режим – режим стабилизации напряжения СБ в фиксированной рабочей точке. Второй, автоматический режим – режим экстремального регулирования мощности (ЭРМ) солнечных батарей, в котором происходит поиск рабочей точки вольт-амперной характеристики с максимальной выходной мощностью СБ. Алгоритм работы обратной связи (ОС) показан на рис. 5. Перед включением зарядного устройства (КЗРАБ) производится тестовый опрос датчиков напряжения ДН1 и ДН2. Если напряжение холостого хода СБ меньше напряжения АБ запуск устройства блокируется. Другим условием блокировки запуска является полный заряд АБ, что определяется по напряжению АБ.

В режиме ЭРМ опрашиваются датчики параметров СБ: датчик тока (ДТ1) и датчик напряжения (ДН1), рассчитывается выходная мощность СБ. Полученное измеренное значение входной мощности P_{CB_NEW} сравнивается со значением мощности P_{CB_OLD} измеренном до введения управляющего воздействия и согласно алгоритму принимается решение о направлении перемещения рабочей точки по вольт-ваттной характеристике (ВВХ). Если $P_{CB_NEW} > P_{CB_OLD}$, знак управляющего воздействия Δu не изменяется, что говорит о правильном направлении движения рабочей точки по ВВХ. Если происходит уменьшение мощности $P_{CB_NEW} < P_{CB_OLD}$, то рабочая точка движется вниз по ВВХ, поэтому

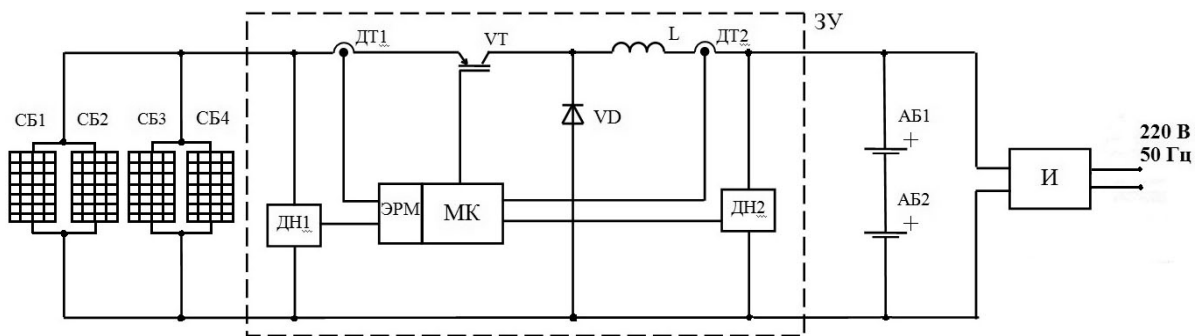


Рис. 4. Функциональная схема КЗРАБ с реализацией функции экстремального регулирования мощности СБ

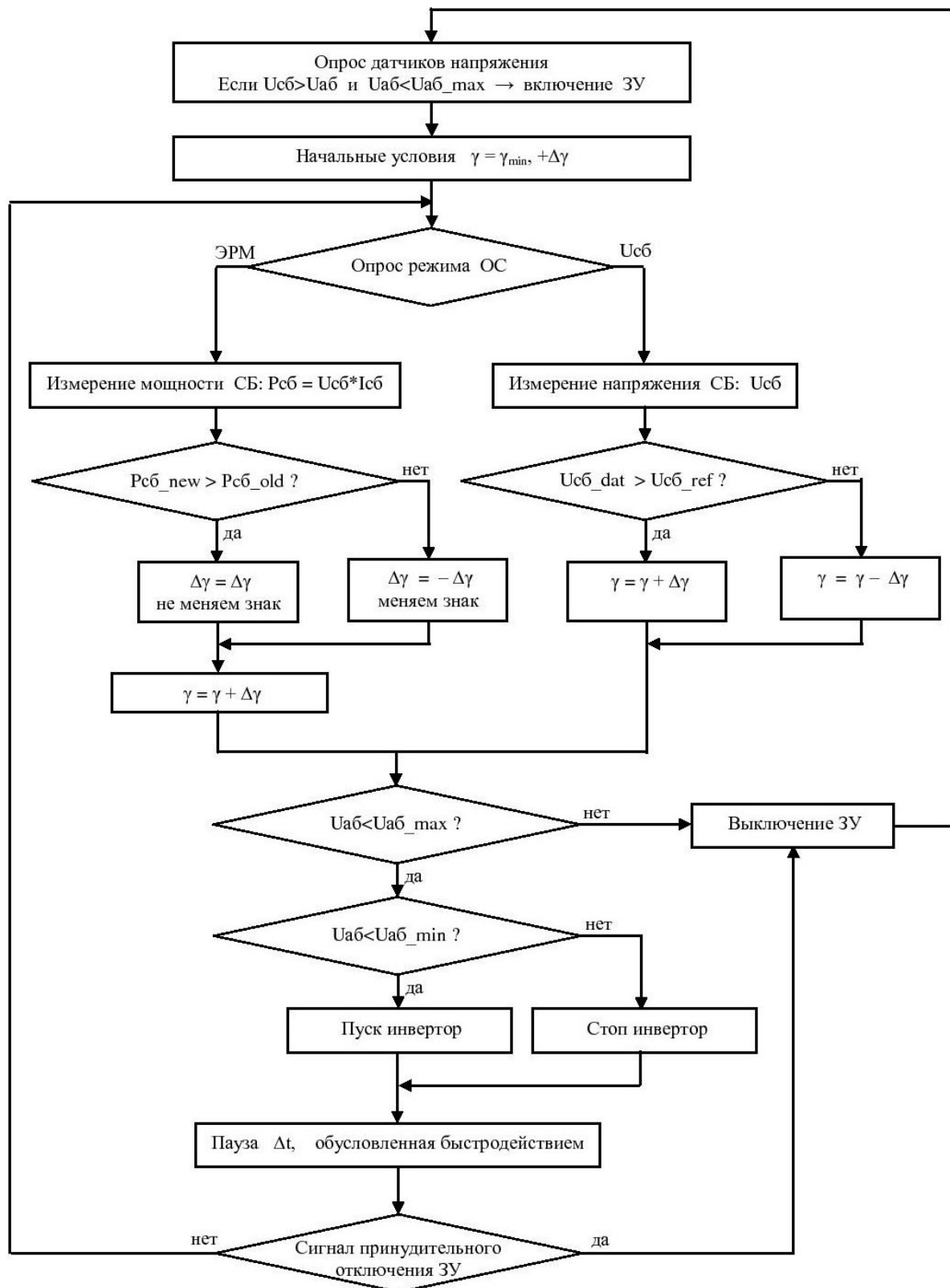


Рис. 5. Алгоритм обработки обратной связи

знак изменения напряжения СБ меняется на противоположный $\Delta\gamma = -\Delta\gamma$.

При пренебрежении погрешностями измерения мощности СБ процесс поиска точки миниму-

ма мощности показан на рис. 6. При исходном положении рабочей точки ВВХ в точке А, измеряется соответствующая ей мощность СБ и условно принимается решение об увеличении напряжения СБ,

т. е. рабочая точка согласно алгоритму перемещает рабочую точку в точку В, где измеряется новое значение мощности P_{CB_NEW} . Мощность в точке В больше мощности в точке А, поэтому рабочая точка продолжает сдвигаться в прежнем направлении и попадает в точку С. В точке С мощность меньше, чем в точке В, поэтому происходит смена знака приращения напряжения СБ, рабочая точка перемещается обратно в точку В. Сравнение значений мощности в точках В и С дает перемещение в прежнем направлении, соответственно рабочая точка перемещается в точку А, где сравнение мощностей точек А и В приводит к очередной смене направления движения рабочей точки, т. е. она попадает в точку В.

Таким образом, после определения максимума мощности, положение рабочей точки колеблется в окрестности трех точек. Свойством алгоритма является постоянное движение рабочей точки, что необходимо для обнаружения смещения экстремума ВВХ и поиска его нового значения. В алгоритме присутствует пауза между введением управляющего воздействия и опросом измерительных датчиков, которая необходима для окончания переходных процессов вызванных управляющим воздействием и измерения установившегося значения мощности. Очевидно, что пауза определяет частоту управляющих воздействий и, соответственно время поиска экстремума мощности, т. е. быстродействие обратной связи контроллера. Поэтому фактором, ограничивающим быстродействие системы, является время переходных процессов в силовом преобразователе, определяемом инерционностью сглаживающих фильтров.

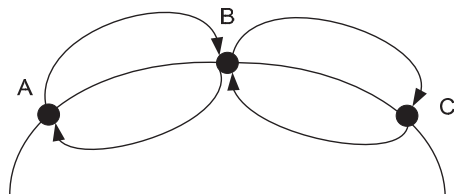


Рис. 6. Диаграмма движения рабочей точки на ВВХ СБ в окрестности точки максимума

Для оценки предельного допустимого быстродействия выше рассмотренной системы выполнено

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шиняков Ю.А. Экстремальное регулирование мощности солнечных батарей автоматических космических аппаратов // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета им. академика С.П. Королева. – 2007. – Вып. 1 (12). – С. 123–128.

моделирование устройства в OrCAD 9.2 и произведена оценка переходных процессов при скачкообразном изменении относительной длительности импульса управления γ . Установлено, что переходный процесс носит экспоненциальный характер с постоянной времени $\tau=L/R_{AB}$, где L – индуктивность выходного фильтрующего дросселя, R_{AB} – внутреннее сопротивление аккумулятора.

Таким образом, элементом, определяющим время переходных процессов, является выходной дроссель. Поэтому при разработке программы между введением управляющего воздействия и измерением выходных параметров введена пауза длительностью более 10 мс.

Выводы

1. Спроектирована автономная фотоэлектрическая энергетическая установка с учетом требованием полной автономности функционирования и максимальной выходной мощностью 1,5 кВт с экстремальным регулированием мощности солнечных батарей и их автоматическим слежением за Солнцем.
2. Теоретически показано, что эффективность использования солнечной батареи по энергии при оптимальной освещенности должна быть не менее 95 % с учетом регулирования экстремума мощности.
3. Разработанный контроллер заряда-разряда аккумуляторной батареи с экстремальным регулированием мощности имеет малое энергопотребление и повышает эффективность использования солнечной батареи до 98,0...99,5 %.
4. Контроллер наведения на Солнце, совместно с шаговыми электроприводами и датчиками положения Солнца, обеспечивает режим непрерывно-дискретного автоматического слежения за Солнцем. Для обеспечения минимального потребления энергии электроприводами дискретность перемещения выбрана 3° , а точность наведения на Солнце – $0,1^\circ$.

Работа выполнялась в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. (мероприятия 1.1, 1.2.1, 1.2.2).

2. Шиняков Ю.А., Шурыгин Ю.А., Аркатова О.Е. Повышение энергетической эффективности автономных фотоэлектрических энергетических установок // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2 (22). – Ч. 2. – С. 102–107.

Поступила 02.02.2012 г.

УДК 681.5.08

ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННАЯ ДИАГНОСТИКА ТРАХЕОБРОНХИАЛЬНОЙ ДИСКИНЕЗИИ

С.В. Гюнтер, Н.А. Шеффер*, Г.Ц. Дамбаев*, В.Ф. Вотяков

НИИ медицинских материалов и имплантатов с памятью формы, г. Томск

E-mail: guntersv@inbox.ru

*Сибирский государственный медицинский университет

Предложен способ диагностики трахеобронхиальной дискинезии с использованием оптико-электронной системы регистрации. При диагностировании данного заболевания используется оптико-электронная система, функционирующая по принципу оптической локации. Исследование осуществляется введением зонда в просвет трахеи и главных бронхов. Результат регистрируется на мониторе в виде диаграммы, амплитуда которой зависит от изменения просвета органа. Эффективность способа апробирована на экспериментальной модели трахеобронхиальной дискинезии.

Ключевые слова:

Оптико-электронная система регистрации, оптико-электронный зонд, инфракрасное излучение.

Key words:

Opto-electronic system registration, optometrist-electronic probe, infrared radiation.

Введение

Диагностика трахеобронхиальной дискинезии в хирургической пульмонологии остаётся сложной проблемой. Обычно диагностирование трахеобронхиальной дискинезии выполняется на основе данных функции внешнего дыхания, рентгенологических и эндоскопических методов исследования.

Современные технологии, с учетом оптической электроники позволяют на высоком уровне решать проблему регистрации функциональных нарушений органов и разрабатывать методы, на основании которых создавать высокоэффективные системы исследования и анализа данных.

Одним из таких методов диагностики функциональных нарушений является оптико-электронный метод. В основе данного метода лежит зондирование с применением инфракрасного (ИК) излучения. Метод способен регистрировать микроколебания произвольного сегмента исследуемого органа графически на всем протяжении исследуемого органа с последующим сопоставительным анализом характеристик диаграмм, производить выбор времени и длительность диагностики.

Основным принципом оптического метода является регистрация отражательной способности биологической ткани [1].

Диагностирование трахеобронхиальной дискинезии

В настоящее время основным методом диагностирования трахеобронхиальной дискинезии является фибробронхоскопия. Результаты исследования зависят от субъективного видения врачом-эндоскопистом степени подвижности стенки трахеи, что вынуждает для уточнения диагноза прибегать к дополнительным методам исследования.

Таким образом, имеющиеся в арсенале врача-клинициста методы диагностики сложны в исполнении и не достаточно точны, что требует поиска новых решений, отличающихся более высокой степенью чувствительности и специфичностью наряду с простотой исполнения [2].

Одним из современных методов, используемых для медицинской визуализации, является метод оптической локации. В его основе лежит принцип зондирования с применением ИК излучения, что позволяет регистрировать микроколебания отдельного сегмента, исследуемого трубчатого органа и графически иллюстрировать изменение его просвета.

Считается актуальным применение данного метода для исследования трахеи, в частности при диагностике трахеобронхиальной дискинезии.

Целью исследования является разработка методики диагностики трахеобронхиальной дискинезии на основе оптико-электронной системы регистрации.

Для определения изменения просвета трахеи и главных бронхов использовалась оптико-электронная система регистрации (рис. 1). В работе устройства применяется метод оптической локации.



Рис. 1. Оптико-электронное устройство регистрации

Данное устройство состоит из электронного блока необходимого для съёма, усиления, фильтрации и обработки полученного сигнала, с последующей передачей на компьютер (рис. 2), эластичного зонда (рис. 3) диаметром 3 мм и длиной рабочей части 400 мм, оснащенного оптопарой, состоящей из двух ИК светодиодов, один из которых является источником, а другой приёмником ИК

излучения. Внешний диаметр зонда максимально подобран к анатомической структуре исследуемого органа [3].

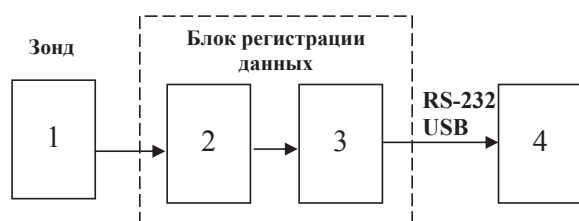


Рис. 2. Структурная схема оптико-электронной системы регистрации: 1) оптико-электронный зонд; 2) усилитель; 3) фильтр нижних частот; 4) компьютер

Оптоэлектронный зонд вводится в полость исследуемого органа. Сокращение стенок вызывает изменение интенсивности отраженного светового потока. Сигнал, излучаемый ИК источником излучения, отражается от стенок исследуемого органа. Сокращение стенок вызывает изменение интенсивности отраженного светового потока, которое с помощью ИК-приемника регистрируется и передается в электронный блок диагностической системы. По изменению величины амплитуды, частоты и формы регистрируемого сигнала можно судить об изменении диаметра просвета трахеи [4].

В качестве экспериментальных животных были выбраны собаки. По анатомическому строению, функции и физиологии трахеобронхиальное дерево собаки наиболее подобно таковому у человека и наиболее часто используется для исследования патологии трахеи и бронхов.

В результате исследования разработан способ диагностики трахеобронхиальной дискинезии с использованием оптико-электронной системы регистрации.

Методика диагностики трахеобронхиальной дискинезии осуществляется следующим образом. Оптико-электронный зонд вводят через нос или трахеостому (при наличии таковой) в трахею до точки бифуркации или далее – в один из главных бронхов. Регистрацию осуществляют на всем протяжении главных бронхов и трахеи до подскладочного

пространства на участках протяженностью 10 мм путём пошагового прохождения зонда от дистальных отделов дыхательных путей к голосовым складкам. Продолжительность регистрации на каждом участке должна быть не менее 20 с.

На первом этапе эксперимента по разработанной методике регистрировали просвет интактной трахеи животного (собаки). Полученная диаграмма была принята за исходную и на дальнейших этапах эксперимента позволяла сравнивать полученные данные. При анализе графика сопоставляются сигналы с оптопары с временным сдвигом по оси X и сигналы, характеризующие степень изменения просвета трахеи по оси Y (рис. 4). Схема дыхания исследуемой стенки трахеи отражается на диаграмме релаксациями амплитуды сигнала синхронно фазам вдоха и выдоха. Меньшая амплитуда соответствует вдоху, а большая амплитуда – выдоху, т. е. уменьшению просвета трахеи. Источником модуляции амплитуды сигнала служат микроколебания мембранозной части трахеи, возникающие при протекании струи газов вдоль эластичной стенки.

Второй этап исследования заключался в моделировании трахеобронхиальной дискинезии путём подслизистой резекции 4-х хрящевых полуколец трахеи. В результате этого стенка трахеи становилась избыточно подвижной на локальном участке и была представлена только слизисто-подслизистыми слоями. При последующей регистрации в месте смоделированного участка трахеи на диаграмме регистрировалось увеличение амплитуды в фазе выдоха по оси Y, что свидетельствует об уменьшении расстояния между стенкой трахеи и зондирующим устройством на выдохе (рис. 5). Это объясняется увеличением подвижности стенки трахеи за счет потери упруго-эластичных свойств.

На заключительном этапе выполняли укрепление стенки трахеи имплантатом из пористо-проницаемого никелида титана, в результате чего восстанавливали ее упруго-эластичные свойства. В последующем на данном участке выполняли регистрацию просвета трахеи. При анализе диаграммы отмечается уменьшение амплитуды в фазе выдоха

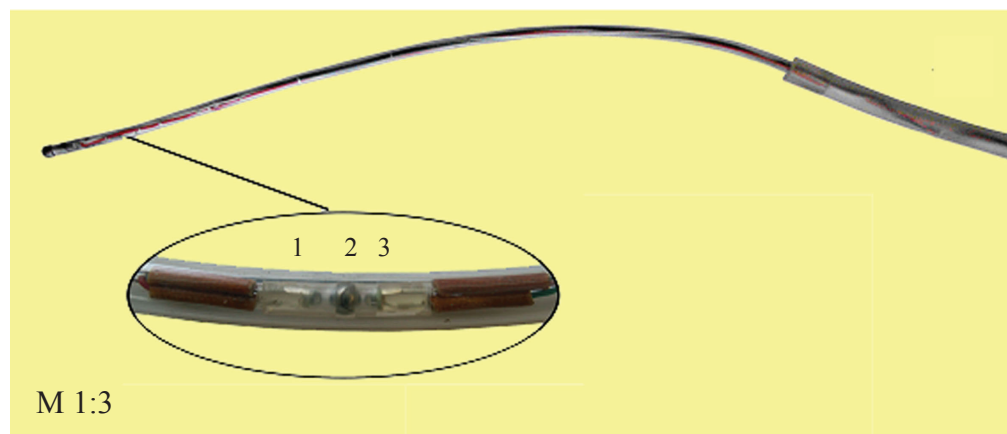


Рис. 3. Оптико-электронный зонд: 1) источник ИК излучения; 2) светорассеивающий шарик; 3) приёмник ИК излучения

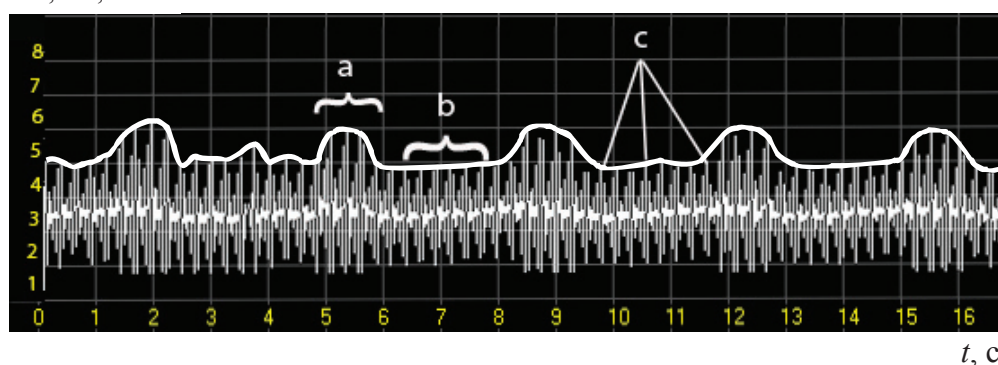
$U, 10^2, \text{ мВ}$ 

Рис. 4. Оциллограмма регистрации просвета интактной трахеи: а) выдох; б) вдох; в) микроколебания мембранозной части трахеи

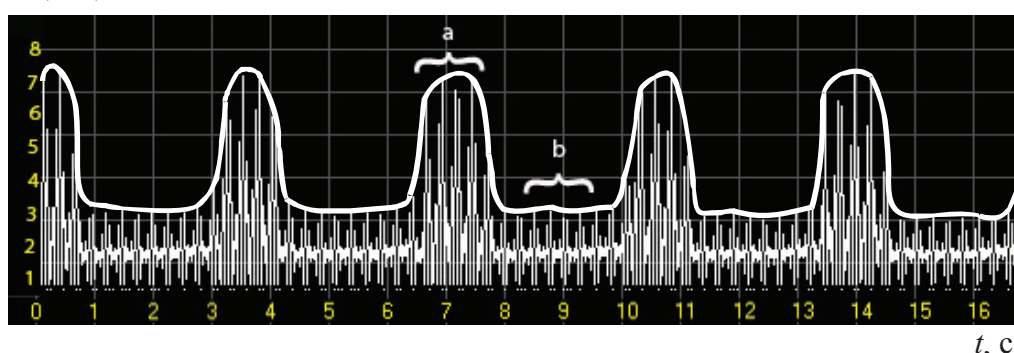
 $U, 10^2, \text{ мВ}$ 

Рис. 5. Оциллограмма регистрации просвета трахеи на участке смоделированной трахеобронхиальной дискинезии: а) выдох; б) вдох

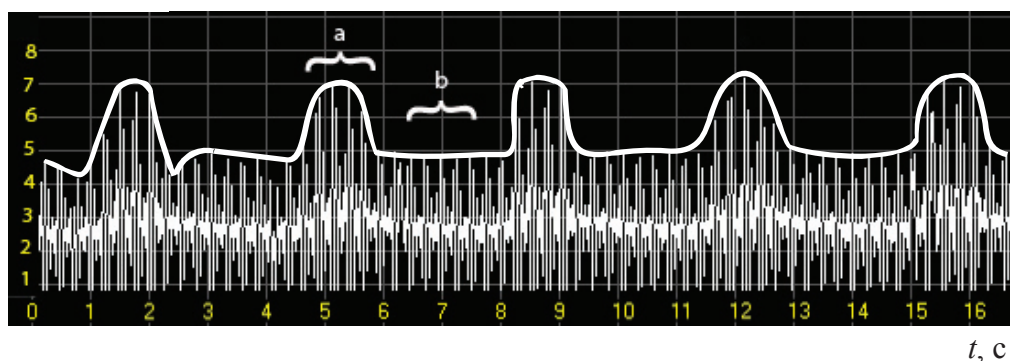
 $U, 10^2, \text{ мВ}$ 

Рис. 6. Оциллограмма регистрации просвета трахеи после экстратрахеального укрепления участка трахеобронхиальной дискинезии: а) выдох; б) вдох

по оси Y, что свидетельствует об уменьшении подвижности стенки трахеи после укрепления (рис. 6). Обращает на себя внимание увеличение амплитуды сигнала, что связано с утратой хрящевого каркаса на участке и увеличением амплитуды микроколебаний стенок трахеи.

Анализ диаграмм позволяет судить о наличии участка патологической подвижности стенки трахеи, что имеет диагностическую ценность при таком заболевании как трахеобронхиальная дискинезия. Полученные положительные результаты

экспериментального исследования позволяют продолжить работу, направленную на усовершенствование способа, и рекомендовать клиническую апробацию.

Благодаря информативности исследования, разработанный способ может использоваться в качестве контроля динамики заболевания. Это позволит посредством серии диаграмм отслеживать изменение просвета трахеи или одного из главных бронхов и исключить возможный субъективизм допустимый в других методах исследования.

Выводы

Создана оптико-электронная система диагностики бронхо-лёгочных заболеваний, характеризующихся динамическими изменениями просвета дыхательных путей, позволяющая:

- регистрировать колебания небольших сегментов исследуемого органа с высокой степенью чувствительности;

- реализовать высокую степень помехозащищённости, т. к. источник и приемник зонда в оптическом устройстве развязаны электрически;
- визуализировать работу диагностируемого органа в реальном времени;
- применять биологически неактивное ИК излучение для диагностики заболевания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гюнтер С.В., Вотяков В.Ф., Телешкина О.В. Зонды, применяемые для функциональной диагностики органов желудочно-кишечного тракта // Современные техника и технологии: Матер. XV Междунар. научно-практ. конф. – г. Томск, 4–8 мая 2009. – Томск, 2009. – Т. 1. – С. 586–588.
2. Петровский Б.В., Перельман М.И., Королева Н.С. Трахеобронхиальная хирургия. – М.: Медицина, 1988. – 278 с.

3. Способ исследования моторной функции органов желудочно-кишечного тракта и устройство для его осуществления: пат. 2307583 Рос. Федерация. Заявл. 29.03.06; опубл. 10.10.07.
4. Гюнтер С.В., Дамбаев Г.Ц., Вотяков В.Ф. Оптико-электронная регистрация функциональных нарушений полых трубчатых органов с использованием инфракрасного излучения // Имплантаты с памятью формы. – 2008. – № 2. – С. 26–32.

Поступила 23.06.2011 г.

УДК 62-83:621.313.333

УРАВНЕНИЯ ДИНАМИКИ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ, ИНВАРИАНТНЫЕ К СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ СИСТЕМЫ КООРДИНАТ

А.А. Федоренко, Э.Н. Лазовский, М.А. Печатнов

Политехнический институт Сибирского федерального университета, г. Красноярск
E-mail: lazovski@bk.ru

Приведены два варианта математических моделей асинхронной машины, инвариантных к скорости вращения координатной системы. Показаны особенности программного обеспечения таких моделей, обусловленные наличием операций деления, и дана их сравнительная оценка с моделями в декартовых координатах. Отмечена возможность использования в качестве переменных состояния асинхронной машины модулей результирующих векторов трехфазных переменных и их фазовых сдвигов относительно друг друга для разработки новых структур автоматизированных асинхронных электроприводов.

Ключевые слова:

Асинхронная машина, результирующий вектор, математическая модель, полярные координаты.

Key words:

Asynchronous machine, resultant of vectors, mathematical model, polar coordinates.

Фрагменты уравнений асинхронной машины, в которых векторные переменные представлены их полярными координатами, находят все большее применение как при проектировании систем автоматического управления асинхронными электроприводами, так и при анализе их динамических и установившихся режимов [1, 2]. В работе [3] приведены шесть вариантов записи таких уравнений, описывающих процессы в ненасыщенной асинхронной машине с короткозамкнутым ротором при общепринятых допущениях [4]. Однако, уравнения в полярных координатах изучены мало, а их свойства изучены недостаточно. Это ограничивает применение таких уравнений в инженерной практике.

Цель настоящей работы восполнить указанный пробел в области математического моделирования установившихся и переходных процессов в асинхронных электрических машинах.

Как отмечено в [4], наибольшее распространение получили дифференциальные уравнения, в которых связь электромагнитного момента M_d двигателя с результирующим вектором напряжения статора \vec{U}_s выражена через промежуточные векторные переменные, ток статора \vec{i}_s и потокосцепление ротора $\vec{\psi}_r$ (система $\vec{i}_s - \vec{\psi}_r$), или потокосцепление статора $\vec{\psi}_s$ и потокосцепление ротора $\vec{\psi}_r$ (система $\vec{\psi}_s - \vec{\psi}_r$).

Для указанных сочетаний векторных переменных эти уравнения в полярных координатах имеют вид:

Модель в переменных $\vec{i}_s - \vec{\psi}_r$:

$$U_s \cdot \cos(\theta_{u_s} - \theta_{i_s}) = r_s \left(T_s \frac{di_s}{dt} + i_s \right) + K_r z_p \omega \psi_r \sin(\theta_{i_s} - \theta_{\psi_r}) - \frac{K_r}{T_r} \psi_r \cos(\theta_{i_s} - \theta_{\psi_r}),$$

$$\begin{aligned}
 \frac{d\theta_{i_s}}{dt} &= \frac{U_s \sin(\theta_{u_s} - \theta_{i_s})}{r_s T_s i_s} - \omega_k - \\
 & - \frac{K_r z_p \omega \psi_r \cos(\theta_{i_s} - \theta_{\psi_r})}{r_s T_s i_s} - \frac{K_r \psi_r \sin(\theta_{i_s} - \theta_{\psi_r})}{T_r r_s T_s i_s}, \\
 i_s \cos(\theta_{i_s} - \theta_{\psi_r}) &= \frac{1}{K_r r_s T_r} \left(T_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r \right), \\
 \frac{d\theta_{\psi_r}}{dt} &= \frac{K_r r_s i_s \sin(\theta_{i_s} - \theta_{\psi_r})}{\psi_r} - \omega_k - z_p \omega, \\
 J \frac{d\omega}{dt} &= M_s - M_c, \\
 M_s &= \frac{3}{2} K_r z_p i_s \psi_r \sin(\theta_{i_s} - \theta_{\psi_r}). \quad (1)
 \end{aligned}$$

Модель в переменных $\bar{\psi}_s - \bar{\psi}_r$:

$$\begin{aligned}
 U_s \cdot \cos(\theta_{u_s} - \theta_{\psi_s}) &= \frac{r_s}{L_s} \left(\frac{L_s}{r_s} \frac{d\psi_s}{dt} + \psi_s \right) - \\
 & - \frac{K_r r_s}{L_s} \psi_s \cos(\theta_{\psi_s} - \theta_{\psi_r}), \\
 \frac{d\theta_{\psi_s}}{dt} &= \frac{K_r r_s \psi_r \sin(\theta_{\psi_s} - \theta_{\psi_r})}{L_s \psi_s} - \omega_k + \frac{U_s}{\psi_s} \sin(\theta_{u_s} - \theta_{\psi_s}), \\
 \psi_s \cos(\theta_{\psi_s} - \theta_{\psi_r}) &= \frac{1}{K_s} \left(\frac{L_s}{r_s} \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r \right), \\
 \frac{d\theta_{\psi_r}}{dt} &= \frac{K_s r_s \psi_s \sin(\theta_{\psi_s} - \theta_{\psi_r})}{L_r \psi_r} - \omega_k + z_p \omega, \\
 J \frac{d\omega}{dt} &= M_s - M_c, \\
 M_s &= \frac{3}{2} \frac{K_r z_p}{L_s} \psi_s \psi_r \sin(\theta_{\psi_s} - \theta_{\psi_r}). \quad (2)
 \end{aligned}$$

Здесь U_s , i_s , ψ_s , ψ_r – модули результирующих векторов напряжения, тока, потокосцепления статора и потокосцепления ротора; θ_{u_s} , θ_{i_s} , θ_{ψ_s} , θ_{ψ_r} – аргументы соответствующих векторов (углы между соответствующими векторами и полярной осью); ω_k , ω – угловые скорости вращения полярной оси и ротора электрической машины; M_s , M_c – электромагнитный момент двигателя и момент статического сопротивления; z_p – число пар полюсов обмотки статора; J – суммарный момент инерции, приведенный к валу двигателя; L_m , L_s , L_r , r_s , r_r – параметры цепей асинхронной машины, приведенные к обмотке статора; $L_s = (L_s - L_m) + K_r(L_r - L_m)$ – эквивалентная индуктивность рассеяния фазы двигателя; $r_s = r_s + K_r^2 r_r$ – эквивалентное активное сопротивление фазы двигателя; $L'_s = (1 - K_r K_s) L_s$, $L'_r = (1 - K_s K_r) L_r$ – индуктивности рассеяния статора и ротора; $T_s = \frac{L_s}{r_s}$, $T_r = \frac{L_r}{r_r}$ – электромагнитные постоянные времени главной цепи двигателя и цепи ротора; $K_s = \frac{L_m}{L_s}$, $K_r = \frac{L_m}{L_r}$ – коэффициенты связи статора и ротора.

Следует отметить, что под знаком производных вторых и четвертых уравнений систем уравнений (1) и (2) в качестве переменных состояния фигурируют аргументы результирующих векторов, зависящие от положения и скорости вращения полярной оси системы координат. Аргументом тригонометрических функций являются не зависящие от положения и скорости вращения полярной оси разности аргументов этих векторов, которые необходимо вычислять дополнительно. Кроме того, если скорость вращения координатной системы не будет синхронизирована со скоростью вращения результирующих векторов, переменные θ_{u_s} , θ_{i_s} , θ_{ψ_s} , θ_{ψ_r} будут неограниченно возрастать (в том числе и при $\omega_k = 0$). Это необходимо учитывать как при проведении исследований с использованием таких моделей, так и при построении систем управления этими переменными.

Более удобны математические модели асинхронной машины, в которых в качестве переменных состояния используются сигналы:

$$\begin{aligned}
 \varphi_{u_{i_s}} &= \theta_{u_s} - \theta_{i_s}; \\
 \varphi_{u_{\psi_s}} &= \theta_{u_s} - \theta_{\psi_s}; \\
 \varphi_{i_{\psi_r}} &= \theta_{i_s} - \theta_{\psi_r}; \\
 \varphi_{\psi_{\psi_r}} &= \theta_{\psi_s} - \theta_{\psi_r}, \quad (3)
 \end{aligned}$$

характеризующие взаимное угловое расположение соответствующих векторов относительно друг друга.

Для получения таких моделей дополнительно к системам уравнений (1) и (2) введем в рассмотрение следующее уравнение:

$$\frac{d\theta_{u_s}}{dt} = \omega_{u_s} - \omega_k, \quad (4)$$

где ω_{u_s} – скорость вращения результирующего вектора напряжения статора относительно оси неподвижной в пространстве. Напомним, что в этом случае ω_{u_s} есть частота питающего двигателя трехфазного напряжения.

Вычтя из уравнения (4) вторые уравнения систем уравнений (1) и (2), а из вторых уравнений – четвертые и, произведя в полученных выражениях замену переменных с учетом (3), можем представить математические модели асинхронной машины в следующем виде:

Модель в переменных $\bar{i}_s - \bar{\psi}_r$:

$$\begin{aligned}
 U_s \cos(\varphi_{u_{i_s}}) &= r_s \left(T_s \frac{di_s}{dt} + i_s \right) + \\
 & + K_r z_p \omega \psi_r \sin(\varphi_{i_{\psi_r}}) - \frac{K_r}{T_r} \psi_r \cos(\varphi_{i_{\psi_r}}), \\
 \frac{d\varphi_{u_{i_s}}}{dt} &= \frac{U_s \sin(\varphi_{u_{i_s}})}{r_s T_s i_s} - \omega_{u_s} - \\
 & - \frac{K_r z_p \omega \psi_r \cos(\varphi_{i_{\psi_r}})}{r_s T_s i_s} - \frac{K_r \psi_r \sin(\varphi_{i_{\psi_r}})}{T_r r_s T_s i_s}, \\
 i_s \cos(\varphi_{i_{\psi_r}}) &= \frac{1}{K_r r_s T_r} \left(T_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r \right),
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{i_s\psi_r}}{dt} &= \frac{K_r r_s i_s \sin(\varphi_{i_s\psi_r})}{\psi_r} - \omega_{u_s} - z_p \omega, \\ J \frac{d\omega}{dt} &= M_3 - M_c, \\ M_3 &= \frac{3}{2} K_r z_p i_s \psi_r \sin(\varphi_{i_s\psi_r}). \end{aligned} \quad (5)$$

Модель в переменных $\bar{\psi}_s - \bar{\psi}_r$:

$$\begin{aligned} U_s \cos(\varphi_{u_s\psi_s}) &= \frac{r_s}{L_s} \left(\frac{L_s}{r_s} \frac{d\psi_s}{dt} + \psi_s \right) - \frac{K_r r_s}{L_s} \psi_r \cos(\varphi_{\psi_s\psi_r}), \\ \frac{d\varphi_{u_s\psi_s}}{dt} &= \frac{K_r r_s}{L_s} \frac{\psi_r}{\psi_s} \sin(\varphi_{\psi_s\psi_r}) + \omega_{u_s} - \frac{U_s}{\psi_s} \sin(\varphi_{u_s\psi_s}), \\ \psi_s \cos(\varphi_{\psi_s\psi_r}) &= \frac{1}{K_s} \left(\frac{L_r}{r_r} \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r \right), \\ \frac{d\varphi_{\psi_s\psi_r}}{dt} &= \frac{K_s r_r}{L_r} \frac{\psi_s}{\psi_r} \sin(\varphi_{\psi_s\psi_r}) - \omega_{u_s} + z_p \omega, \\ J \frac{d\omega}{dt} &= M_3 - M_c, \\ M_3 &= \frac{3}{2} \frac{K_r z_p}{L_s} \psi_s \psi_r \sin(\varphi_{\psi_s\psi_r}). \end{aligned} \quad (6)$$

Математические модели (5), (6) инвариантны к скорости вращения системы координат, а переменные ω_{u_s} , U_s , i_s , ψ_s , ψ_r , $\varphi_{u_s i_s}$, $\varphi_{u_s \psi_s}$, $\varphi_{\psi_s \psi_r}$ ограничены по величине и в установившемся режиме имеют постоянные значения.

Математические модели асинхронной машины для любой другой комбинации результирующих векторов можно получить аналогичным образом.

Обратим внимание, что переменные $\varphi_{u_s i_s}$, $\varphi_{u_s \psi_s}$ есть фазовый сдвиг между вектором напряжения \bar{U}_s и вектором тока статора (вектором потокосцепления ротора). Производная от $\varphi_{u_s i_s}$, $\varphi_{u_s \psi_s}$ по времени – это скорость изменения фазового сдвига, или, другими словами, абсолютное скольжение результирующего вектора тока статора (вектора потокосцепления ротора) относительно результирующего вектора напряжения.

С учетом изложенного, уравнениям (5) и (6) соответствуют структурные схемы асинхронной машины, рис. 1 и 2.

Однако, при моделировании возникают трудности обеспечения работоспособности таких моделей, обусловленные наличием режима деления на ноль. Эти трудности легко устраняются введением пренебрежимо малых начальных значений модулей векторных переменных.

Согласно этих схем в пакете прикладных математических программ Matlab выполнены исследования всевозможных режимов работы большого количества асинхронных машин серии 4А. Исследовались процессы в двигателях различных мощностей, номинальных параметров, чисел пар полюсов и т. д. Исследования выполнялись в сравнении с результатами, полученными на моделях в декартовых координатах.

В качестве примера на рис. 3 приведены графики изменения переменных состояния асинхронной машины 4А132М4У3 при прямом пуске на номинальные параметры сети.

Проведенные исследования свидетельствуют о том, что при использовании ур. (5), (6) и структурных схем, рис. 1, 2, можно вычислять электромаг-

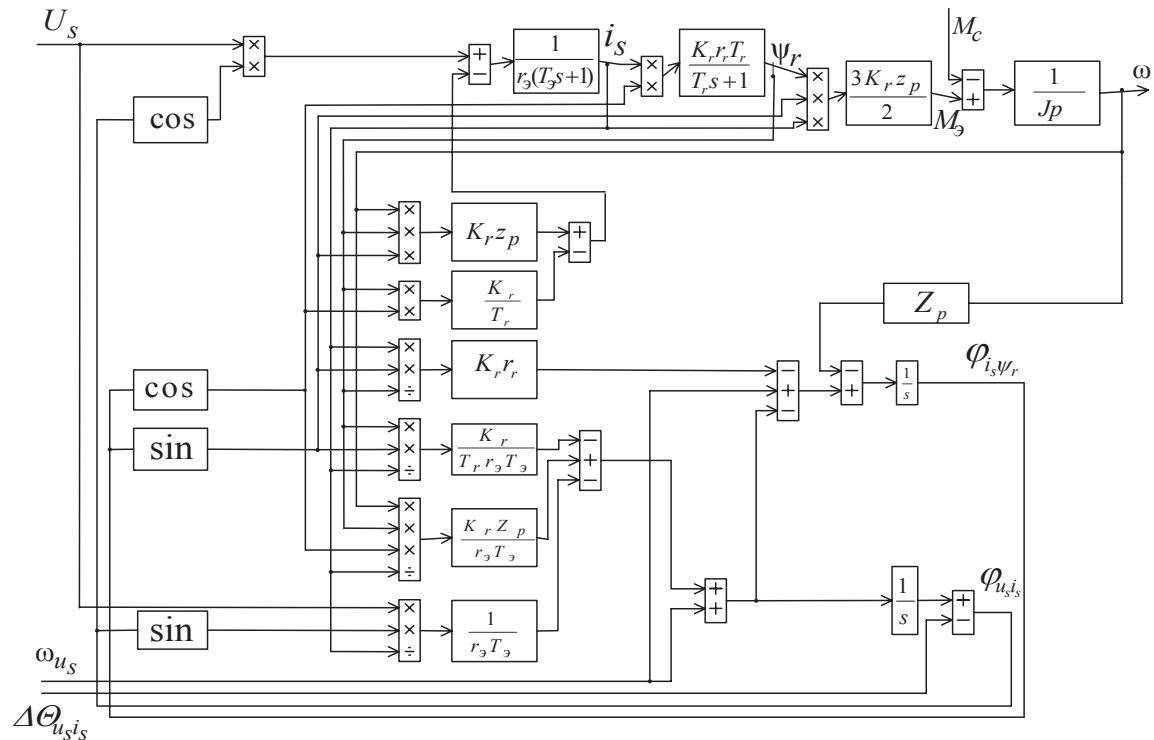


Рис. 1. Структурная схема асинхронной машины в переменных $\bar{\psi}_s - \bar{\psi}_r$

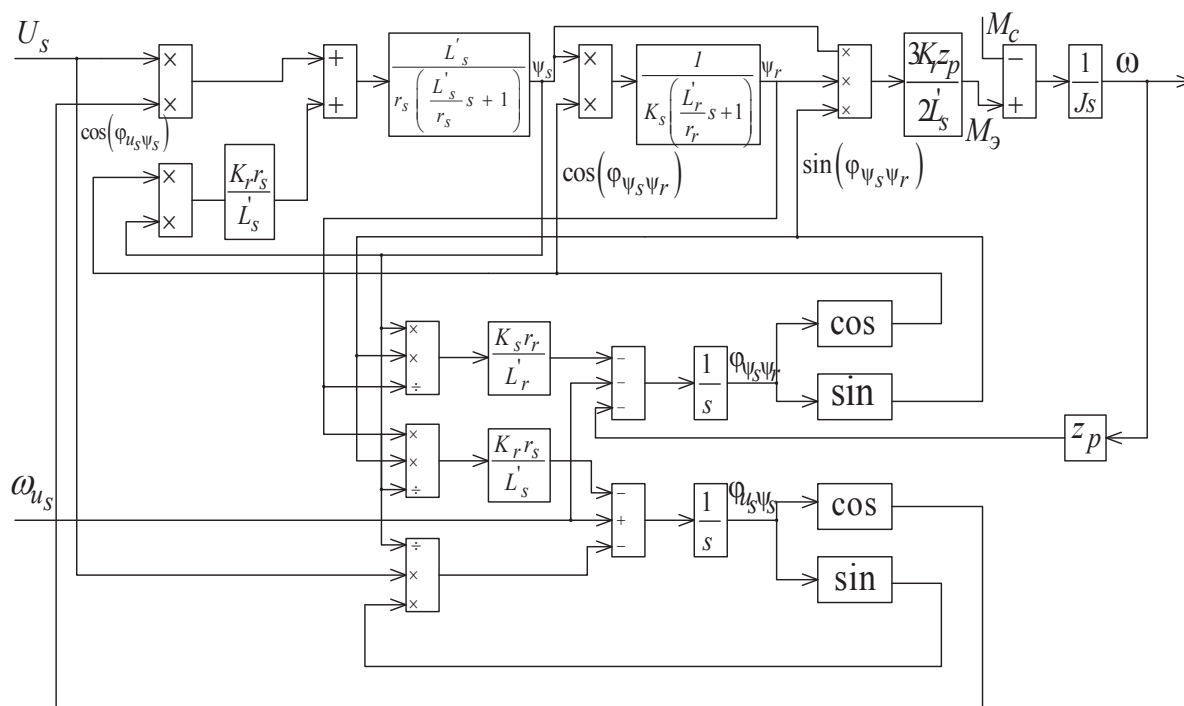


Рис. 2. Структурная схема асинхронной машины в переменных $\bar{\psi}_s-\bar{\psi}_r$

нитный момент и скорость вращения вала ротора асинхронной машины с той же точностью, что и при использовании уравнения в декартовых координатах (рис. 3, г и б).

График рис. 3, а, характеризует мгновенные амплитудные значения фазных токов статорной обмотки, а график рис. 3, д – мгновенные значения амплитуды пространственной волны потокосцепления с роторной обмоткой.

Кривая рис. 3, в иллюстрирует фазовые сдвиги между фазными напряжениями и токами обмотки статора, которые в установившемся режиме не превышают значения $\pi/2$. Фазовые сдвиги между векторами тока статора и потокосцепления ротора (рис. 3, е) могут превышать несколько оборотов и характеризуются соотношением $\varphi_{i_s \psi_r} = 2\pi K + \Delta\varphi_{i_s \psi_r}$. Здесь K – целое число, значение которого обусловлено типом и параметрами двигателя, а так же алгоритмом формирования его динамических режимов; $\Delta\varphi_{i_s \psi_r}$ – угловое смещение меньше одного оборота.

Представленные уравнения и структурные схемы дают новый набор переменных состояния асинхронной машины (модули и фазовые сдвиги результирующих векторов), которые могут служить основой для создания новых, конкурентно способных, относительно существующих, структур систем автоматического управления асинхронными электроприводами.

При выполнении исследований с помощью разработанных моделей не нужна информация об угловом положении и скорости вращения системы координат.

Выводы

1. Рассмотрены математические модели асинхронной машины, что позволило воспроизводить её установившиеся и динамические процессы с той же точностью, что и модели в декартовых координатах.
2. Использование в качестве переменных состояния асинхронной машины фазовых сдвигов результирующих векторов относительно друг друга позволило получить математические модели, в которых все переменные ограничены по величине и в установившемся режиме имеют постоянные значения независимо от скорости вращения координатной системы.
3. Работоспособность представленных математических моделей при организации вычислительного процесса в цифровой форме обеспечивается введением пренебрежимо малых начальных значений модулей векторных переменных.
4. Выполненные с помощью предлагаемых моделей исследования свидетельствуют о том, что векторные и круговые диаграммы, используемые для анализа установившихся режимов асинхронной машины, характеризуют угловое положение некоторых векторных переменных с точностью кратной $2\pi K$, где K – целое число.
5. Предложенные математические модели позволяют без дополнительных вычислений получать амплитудные значения векторных переменных, их угловое положение относительно друг друга, мгновенные значения $\cos\varphi$ и т. д.

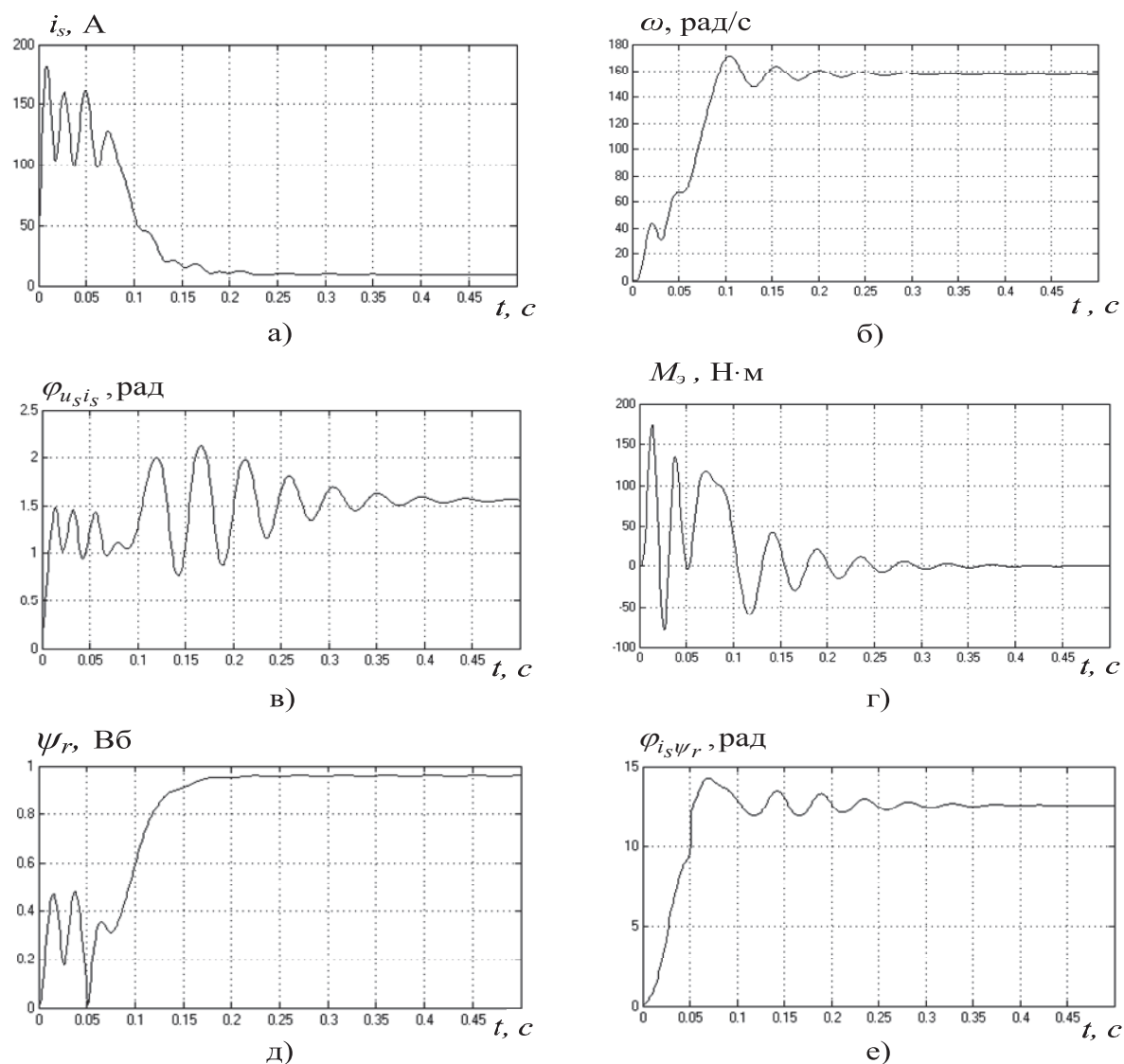


Рис. 3. Графики изменения переменных состояния асинхронной машины 4А132М4У3 при прямом пуске

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шрейнер Р.Т., Дмитриенко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 224 с.
2. Panasjuk A.I., Panasjuk V.I., Jakubovich L.O. Differential equations of asynchronmachine // Intern. Wiss. Kolloq. Techn. Hochsch. – Ilmenau, 1977. – Bd. 1. – S. 111–114.
3. Карагодин М.С., Федоренко А.А. Уравнения асинхронной машины в полярной системе координат // В кн.: Оптимизация

- режимов работы систем электроприводов / под ред. В.А. Трояна. – Красноярск: Изд-во КПИ, 1982. – 166 с.
4. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

Поступила 20.12.2011 г.

СИНТЕЗ АДАПТИВНОГО НАБЛЮДАТЕЛЯ КООРДИНАТ БЕЗДАТЧИКОВОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В.В. Вдовин, В.В. Панкратов

Новосибирский государственный технический университет

E-mail: pankratov_v_v@ngs.ru

Предложены процедура синтеза и структура глобально устойчивого алгоритма текущей идентификации неизмеряемых координат бездатчикового асинхронного электропривода – опорного вектора потокосцеплений и электрической частоты вращения ротора двигателя, а также алгоритмы его адаптации к изменениям активных сопротивлений. Описана методика расчета параметров адаптора. Представлены результаты цифрового моделирования.

Ключевые слова:

Асинхронный электропривод, бездатчиковое векторное управление, идентификация координат.

Key words:

Induction motor drive, sensorless vector control, identification of coordinates.

Введение

Современный общепромышленный электропривод (ЭП) должен быть надежным, недорогим и легко встраиваться в действующее производственное оборудование без вмешательства в его конструкцию. В максимальной степени этим требованиям удовлетворяют так называемые «бездатчиковые» системы ЭП на базе асинхронных двигателей (АД) с короткозамкнутым ротором, где все необходимые для их функционирования измерения осуществляются внутри структуры управляемого преобразователя частоты.

Наилучшие характеристики бездатчиковых асинхронных ЭП достигаются в системах с векторным управлением, для реализации которого необходимо косвенное получение информации о текущих значениях неизмеряемых координат состояния двигателя – опорном векторе потокосцеплений и электрической частоте вращения ротора. Эта задача решается алгоритмами текущей идентификации (наблюдения) координат.

К настоящему времени разработано большое количество различных алгоритмов идентификации координат АД в системах автоматизированного ЭП [1], которые можно разделить на пассивные и активные. Активные алгоритмы предполагают использование каких-либо специальных тестовых воздействий на объект управления, которые неизбежно вызывают дополнительные потери энергии в преобразователе частоты и двигателе, уменьшают перегрузочную способность привода и могут негативно влиять на ход технологического процесса. Пассивная идентификация, напротив, использует только основные, «рабочие» составляющие токов и напряжений на выходе преобразователя частоты и свободна от указанного недостатка. В этой связи на практике наибольшее распространение получили алгоритмы пассивной идентификации, построенные на основе адаптивных моделей различных модификаций.

К сожалению, все известные технически реализуемые алгоритмы идентификации координат АД по измерениям выходных переменных преоб-

разователя частоты даже теоретически имеют в генераторных режимах на малых частотах питания области неустойчивости, которые можно исключить только ослаблением магнитного потока, связанным в свою очередь с ухудшением энергетической эффективности электромеханического преобразования [2]. Кроме того, все алгоритмы идентификации координат состояния АД в той или иной степени чувствительны к отклонениям параметров машины от их расчетных значений [3]. Поэтому, как правило, при наладке или непосредственно перед каждым запуском ЭП осуществляется процедура предварительной идентификации параметров АД, после чего наиболее критичным параметрическим возмущением на практике становится температурный дрейф активных сопротивлений цепей статора и ротора. Если отклонение активного сопротивления (как следствие – постоянной времени) цепи ротора приводит, в основном, к статическим ошибкам регулирования скорости, то дрейф сопротивления обмотки статора по-прежнему может вызвать потерю устойчивости бездатчикового ЭП на малых скоростях [2].

В настоящей статье предлагаются новая процедура синтеза и структура глобально устойчивого алгоритма идентификации неизмеряемых координат ЭП – опорного вектора потокосцеплений и электрической частоты вращения ротора, построенного на основе адаптивного наблюдателя полного порядка (НПП), а также возможные алгоритмы его адаптации к изменениям активных сопротивлений АД.

Общая структура адаптивного алгоритма идентификации

Электромагнитные процессы АД могут быть описаны в неподвижной декартовой системе координат следующими уравнениями [4]:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{U}_s, \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}, \end{cases} \quad (1)$$

где $\mathbf{x} = [i_{sa} i_{sb} \psi_{ra} \psi_{rb}]^T$ – вектор координат состояния объекта, образованный токами статора и потокос-

цеплениями ротора двухфазной модели двигателя; $U_s = [u_{sa} u_{sb}]^T$ – вектор управляющих воздействий – напряжений статора; $C = [E 0]^T$ – матрица выхода; $y = Cx = I_s = [i_{sa} i_{sb}]^T$ – вектор-столбец доступных для прямого измерения переменных; A – собственная матрица объекта,

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s k_r^2}{L_{\sigma e}} E - \frac{R_s}{L_{\sigma e}} E & \frac{R_r k_r}{L_{\sigma e} L_r} E - \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \omega_e D \\ k_r R_r E & -\frac{R_r}{L_r} E + \omega_e D \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\sigma e}} E \\ 0 \end{bmatrix} \text{ – матрица управления; } E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ –}$$

единичная матрица; $D = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ – матрица поворота вектора на угол $\pi/2$; $R_r, R_s, k_r, L_{\sigma e}, T_r, L_m$ – параметры двигателя; ω_e – электрическая частота вращения ротора.

Математическая модель НПП для объекта (1) имеет вид [4]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + BU_s + L(\hat{y} - y), \\ \hat{y} = C\hat{x}, \end{cases} \quad (2)$$

где $\hat{\cdot}$ – оценки соответствующих величин; $L = [L_r L_\psi]^T$ – матрица «стабилизирующей добавки»;

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}_s k_r^2}{L_{\sigma e}} E - \frac{\hat{R}_s}{L_{\sigma e}} E & \frac{\hat{R}_r k_r}{L_{\sigma e} L_r} E - \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \hat{\omega}_e D \\ k_r \hat{R}_r E & -\frac{\hat{R}_r}{L_r} E + \hat{\omega}_e D \end{bmatrix}.$$

Вычитая из уравнений наблюдателя (2) уравнения объекта (1), получим уравнение динамики наблюдателя в отклонениях:

$$\dot{\varepsilon} = (A + LC)\varepsilon + A_\tau \tau,$$

где $\varepsilon = \hat{x} - x$ – вектор ошибок наблюдения; $\tau = [\delta \rho_s \rho_r]^T$ – вектор отклонений параметров: $\delta = \hat{\omega}_e - \omega_e$ – отклонение электрической частоты вращения двигателя, $\rho_s = \hat{R}_s - R_s$ – отклонение активного сопротивления статора, $\rho_r = \hat{R}_r - R_r$ – отклонение активного сопротивления ротора; A_τ – матрица влияния вектора отклонений параметров на вектор ошибок наблюдения,

$$A_\tau = \begin{bmatrix} -\frac{k_r}{L_{\sigma e}} D \Psi_r & -\frac{1}{L_{\sigma e}} I_s & \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \left(-k_r I_s + \frac{1}{L_r} \Psi_r \right) \\ D \Psi_r & 0 & k_r I_s - \frac{1}{L_r} \Psi_r \end{bmatrix},$$

где $I_s = [i_{sa} i_{sb}]^T$ – вектор токов статора, $\Psi_r = [\psi_{ra} \psi_{rb}]^T$ – вектор потокоцеплений ротора.

Для синтеза алгоритма адаптации наблюдателя (2) к отклонениям параметров используем метод функций Ляпунова. Согласно методике Красовского [5] зададимся следующей функцией – канди-

датом в функции Ляпунова:

$$V = \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} H_\varepsilon & 0 \\ 0 & H_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где H_ε, H_τ – симметричные матрицы весовых коэффициентов.

Предлагается использовать матрицы весовых коэффициентов вида

$$H_\varepsilon = \begin{bmatrix} h_i^2 & 0 & h^2 & 0 \\ 0 & h_i^2 & 0 & h^2 \\ h^2 & 0 & h_\psi^2 & 0 \\ 0 & h^2 & 0 & h_\psi^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_i^2 E & h^2 E \\ h^2 E & h_\psi^2 E \end{bmatrix},$$

$$H_\tau = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_\delta} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\lambda_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\lambda_r} \end{bmatrix},$$

где $h_i, h, h_\psi, \lambda_\delta, \lambda_s, \lambda_r$ – некоторые положительные константы.

Тогда производная функции Ляпунова

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \dot{\varepsilon} \\ \dot{\tau} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} H_\varepsilon & 0 \\ 0 & H_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} H_\varepsilon & 0 \\ 0 & H_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\varepsilon} \\ \dot{\tau} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Алгоритм адаптации НПП зададим как

$$\dot{\tau} = G\varepsilon,$$

где G – искомая матрица коэффициентов алгоритма адаптации. Тогда уравнения динамики адаптивного НПП в отклонениях принимают вид

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon} \\ \dot{\tau} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A + LC & A_\tau \\ G & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}.$$

Производная функции Ляпунова при подстановке (4) в (3) представляет собой квадратичную форму:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}^T \times \\ &\times \begin{bmatrix} H_\varepsilon (A + LC) + (A + LC)^T H_\varepsilon^T & G^T H_\tau + H_\varepsilon A_\tau \\ H_\tau^T G + A_\tau^T H_\varepsilon^T & 0 \end{bmatrix} \times \\ &\times \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \tau \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Как известно, для анализа положительной или отрицательной определенности квадратичных форм можно использовать критерий Сильвестра [5]. Согласно ему в нашем случае для обеспечения отрицательной определенности производной функции Ляпунова достаточно задать

$$G = -H_\tau^{-1} A_\tau^T H_\varepsilon^T,$$

при этом из производной функции Ляпунова будут исключены отклонения параметров:

$$\dot{V} = \mathbf{e}^T (\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T) \mathbf{e}.$$

Здесь матрица квадратичной формы имеет вид

$$(\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} \\ \mathbf{S}_{21} & \mathbf{S}_{22} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где \mathbf{S}_{11} , \mathbf{S}_{12} , \mathbf{S}_{21} , \mathbf{S}_{22} – следующие матрицы:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{11} &= \left(-\frac{2R_r k_r^2}{L_{\sigma e}} - \frac{2R_s}{L_{\sigma e}} + \mathbf{L}_i + \mathbf{L}_i^T \right) h_i^2 + \\ &\quad + (2k_r R_r + \mathbf{L}_\psi + \mathbf{L}_\psi^T) h^2, \\ \mathbf{S}_{12} &= \left(-\frac{k_r^2 R_r}{L_{\sigma e}} - \frac{R_s}{L_{\sigma e}} - \frac{R_r}{L_r} + \omega_e \mathbf{D} + \mathbf{L}_i^T \right) h^2 + \\ &\quad + \left(R_r k_r - \frac{2R_s}{L_{\sigma e}} + \mathbf{L}_\psi^T \right) h_\psi^2 + \left(\frac{R_r k_r}{L_{\sigma e} L_r} - \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \omega_e \mathbf{D} \right) h_i^2, \\ \mathbf{S}_{21} &= \left(-\frac{k_r^2 R_r}{L_{\sigma e}} - \frac{R_s}{L_{\sigma e}} - \frac{R_r}{L_r} + \omega_e \mathbf{D}^T + \mathbf{L}_i \right) h^2 + \\ &\quad + \left(R_r k_r - \frac{2R_s}{L_{\sigma e}} + \mathbf{L}_\psi \right) h_\psi^2 + \left(\frac{R_r k_r}{L_{\sigma e} L_r} - \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \omega_e \mathbf{D}^T \right) h_i^2, \\ \mathbf{S}_{22} &= \frac{2R_r k_r}{L_{\sigma e} L_r} h^2 - \frac{2R_r}{L_r} h_\psi^2. \end{aligned}$$

Матрица адаптации в развернутом виде:

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= -\mathbf{H}_\tau^{-1} \mathbf{A}_\tau^T \mathbf{H}_\varepsilon^T = \\ &= \begin{bmatrix} \lambda_\delta \left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}} h_i^2 - h^2 \right) \widehat{\Psi}_r^T \mathbf{D}^T & \lambda_\delta \left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}} h^2 - h_\psi^2 \right) \widehat{\Psi}_r^T \mathbf{D}^T \\ \lambda_s \frac{h_i^2}{L_{\sigma e}} \widehat{\mathbf{I}}_s^T & \lambda_s \frac{h^2}{L_{\sigma e}} \widehat{\mathbf{I}}_s^T \\ \lambda_r \left(\left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}} h_i^2 - h^2 \right) \times \right. & \left. \left(\left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}} h^2 - h_\psi^2 \right) \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \left(k_r \widehat{\mathbf{I}}_s^T - \frac{1}{L_r} \widehat{\Psi}_r^T \right) \right) \right) & \left. \left. \times \left(k_r \widehat{\mathbf{I}}_s^T - \frac{1}{L_r} \widehat{\Psi}_r^T \right) \right) \right) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Соответствующие ей законы адаптации:

$$\begin{aligned} \dot{\lambda}_\delta &= \lambda_\delta \begin{pmatrix} \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \widehat{\Psi}_r \left(h_i^2 \frac{k_r}{L_{\sigma e}} - h^2 \right) + \\ + \mathbf{\varepsilon}_\psi^T \mathbf{D} \widehat{\Psi}_r \left(h^2 \frac{k_r}{L_{\sigma e}} - h_\psi^2 \right) \end{pmatrix}, \\ \dot{\lambda}_s &= \lambda_s \left(\frac{h_i^2}{L_{\sigma e}} \mathbf{\varepsilon}_i^T \widehat{\mathbf{I}}_s + \frac{h^2}{L_{\sigma e}} \mathbf{\varepsilon}_\psi^T \widehat{\mathbf{I}}_s \right), \\ \dot{\lambda}_r &= \lambda_r \begin{pmatrix} \left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}} h_i^2 - h^2 \right) \left(k_r \mathbf{\varepsilon}_i^T \widehat{\mathbf{I}}_s - \frac{1}{L_r} \mathbf{\varepsilon}_i^T \widehat{\Psi}_r \right) + \\ + \left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}} h^2 - h_\psi^2 \right) \left(k_r \mathbf{\varepsilon}_\psi^T \widehat{\mathbf{I}}_s - \frac{1}{L_r} \mathbf{\varepsilon}_\psi^T \widehat{\Psi}_r \right) \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

К весовым коэффициентам функции Ляпунова и матрице «стабилизирующей добавки» предъявляются следующие требования.

1. Обеспечение положительной определенности функции Ляпунова, то есть положительной определенности квадратичной формы (3) во всем пространстве состояний объекта управления и НПП.
2. Весовые коэффициенты и матрицы «стабилизирующей добавки» должны обеспечить отрицательную определенность производной функции Ляпунова (4) и в частности квадратичной формы (5) также во всем пространстве состояний объекта управления и НПП. Следует подчеркнуть, что при использовании нулевой «стабилизирующей» матрицы, как предлагается авторами [3, 6], это условие не выполняется.
3. Выбор соотношений весовых коэффициентов должен обеспечивать реализуемость алгоритмов адаптации в условиях отсутствия датчиков магнитного состояния машины.

Алгоритм текущей идентификации электрической частоты вращения ротора

Для исключения из закона адаптации НПП к частоте вращения ротора нереализуемых в рамках бездатчикового управления слагаемых, включающих в себя $\varepsilon_\psi^T \mathbf{D} \dot{\Psi}_r$, предлагается принять

$$h_\psi^2 = h^2 \frac{k_r}{L_{\sigma e}}. \quad (6)$$

Кроме того, для отрицательной определенности производной функции Ляпунова (глобальной устойчивости алгоритма адаптации) при выполнении (6) авторами предлагается использовать соотношение

$$h_i^2 = h_\psi^2 \left(\frac{L_{\sigma e}}{k_r} \right)^2 \left(1 + \frac{R_s}{R_r} \frac{L_r}{L_{\sigma e}} \right), \quad (7)$$

и матрицу «стабилизирующей добавки»

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} -\widehat{\omega}_e \mathbf{D} \frac{R_s}{R_r} \frac{L_r}{L_{\sigma e}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix},$$

Производная функции Ляпунова

$$\dot{V}_\delta = -2h_\psi^2 \begin{pmatrix} \frac{R_r}{k_r^2} \left(L_{\sigma e} + L_r k_r^2 + L_r \frac{R_s}{R_r} \right) \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{\varepsilon}_i - \\ - \delta \frac{L_r R_s}{k_r R_r} \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \mathbf{\varepsilon}_\psi \end{pmatrix},$$

для малых δ является отрицательно определенной.

Принятые выше соотношения (6) и (7) порождают следующий закон адаптации НПП к электрической частоте вращения ротора:

$$\dot{\lambda}_\delta = \lambda_\delta \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \widehat{\Psi}_r \left(h_i^2 \frac{k_r}{L_{\sigma e}} - h^2 \right) = \lambda_\delta h_\psi^2 \frac{R_s}{R_r} \frac{L_r}{k_r} \mathbf{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \widehat{\Psi}_r. \quad (8)$$

Дополняя (8) пропорциональной частью, получим пропорционально-интегральный закон формирования оценки электрической частоты вращения двигателя:

$$\hat{\omega}_e = k_n \int \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D}\hat{\Psi}_r dt + k_n \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D}\hat{\Psi}_r. \quad (9)$$

Известно, что прямой метод Ляпунова позволяет получить структуру закона адаптации, однако не дает четких рекомендаций по нахождению численных значений коэффициентов регулятора – адаптора. Авторами предлагается следующий подход к их определению.

Рассмотрим входящее в (9) векторное произведение

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D}\hat{\Psi}_r &= (\hat{I}_s^T - I_s^T) \mathbf{D}\hat{\Psi}_r = \\ &= \|\hat{I}_s\| \cdot \|\hat{\psi}_r\| \sin(\alpha) - \|I_s\| \cdot \|\hat{\psi}_r\| \sin(\alpha - \delta_i) = \\ &= \|\hat{I}_s\| \cdot \|\hat{\psi}_r\| \sin(\alpha) - \|I_s\| \cdot \|\hat{\psi}_r\| \sin(\alpha) \cos(\delta_i) + \\ &\quad + \|I_s\| \cdot \|\hat{\psi}_r\| \sin(\delta_i) \cos(\alpha), \end{aligned}$$

где $\|\hat{I}_s\|$ – модуль вектора оценок токов статора; $\|\hat{\psi}_r\|$ – модуль вектора оценок потокосцеплений ротора; $\|I_s\|$ – модуль вектора токов статора; α – угол между вектором оценок потокосцеплений ротора и вектором оценок токов статора, рис. 1; δ_i – угол между вектором токов статора и вектором их оценок.

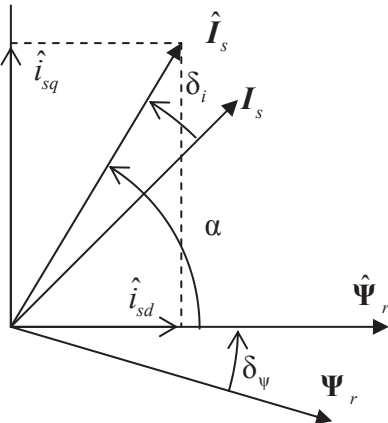


Рис. 1. Векторная диаграмма системы идентификации

Вводя допущение $\|\hat{I}_s\| \approx \|I_s\|$, и полагая, что $\delta_i \approx \delta_p$ – малые углы, получим

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D}\hat{\Psi}_r &\approx \|\hat{I}_s\| \cdot \|\hat{\psi}_r\| \sin(\alpha) - \|\hat{I}_s\| \cdot \|\hat{\psi}_r\| \sin(\alpha) \cdot 1 + \\ &\quad + \|I_s\| \cdot \|\hat{\psi}_r\| \delta_i \cos(\alpha) = \\ &= \|I_s\| \cos(\alpha) \|\hat{\psi}_r\| \delta_i = \hat{I}_{sd} \|\hat{\psi}_r\| \delta_i = \frac{1}{L_m} \|\hat{\psi}_r\|^2 \delta_p. \end{aligned}$$

Кроме того, для электропривода, работающего в первой зоне регулирования, $\|\hat{\psi}_r\| \approx \psi_{rном}$. При этом структурная схема линеаризованного НПП принимает вид, изображенный на рис. 2.

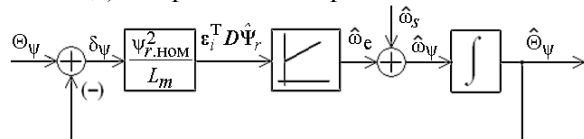


Рис. 2. Структурная схема линеаризованного контура идентификации электрической частоты вращения ротора

Настраивая замкнутый контур на звено второго порядка с собственной частотой $\Omega_{нпп}$ и коэффициентом формы $A_{нпп}$, получим выражения для параметров регулятора:

$$k_n = \Omega_{нпп}^2 \frac{L_m}{\psi_{rном}^2}, \quad k_n = A_{нпп} \Omega_{нпп} \frac{L_m}{\psi_{rном}^2}.$$

Принятые соотношения весовых коэффициентов и матрица «стабилизирующей добавки» позволяют одновременно с идентификацией частоты вращения ротора осуществлять адаптацию наблюдателя к изменению активного сопротивления роторной цепи двигателя согласно закону

$$\hat{R}_r = k_{rot} \int \left(k_r \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \hat{I}_s - \frac{1}{L_r} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \hat{\Psi}_r \right) dt + R_{r0},$$

однако одновременная идентификация активного сопротивления ротора и электрической частоты вращения ротора потребует перехода к активной идентификации с инъекцией тестового воздействия в сигнал задания магнитного потока или в напряжение АД по продольной оси. Выбор характера инжектируемого сигнала может стать предметом отдельного исследования и в данной статье не рассматривается.

Алгоритм текущей идентификации электрической частоты вращения и активного сопротивления статорной цепи

На практике наиболее критичным с позиций работоспособности описанного выше алгоритма идентификации потокосцеплений и частоты вращения двигателя является дрейф активного сопротивления статорной цепи в результате изменения температуры обмоток и питающего кабеля. Так как целенаправленный выбор соотношений весовых коэффициентов не позволяет одновременно исключить из законов адаптации частоты вращения и сопротивления статора не реализуемые в рамках бездатчикового ЭП составляющие вида $\boldsymbol{\varepsilon}_\psi^T \mathbf{D}\hat{\Psi}_r$ и $\boldsymbol{\varepsilon}_\psi^T \hat{I}_s$, представляется логичным остановиться на принятых ранее соотношениях и пренебречь нереализуемым слагаемым в законе идентификации сопротивления статора, который примет вид

$$\hat{R}_s = k_s \int \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \hat{I}_s dt + R_{s0}.$$

При этом производная функции Ляпунова

$$\dot{V}_{\delta, \rho} = -2h_\psi^2 \begin{pmatrix} \frac{R_r}{k_r^2} \left(L_{\sigma e} + L_r k_r^2 + L_r \frac{R_s}{R_r} \right) \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \boldsymbol{\varepsilon}_i - \\ - (\delta R_s + \rho_s \omega_e + \delta \rho_s) \frac{L_r R_s}{k_r R_r} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D}\boldsymbol{\varepsilon}_\psi - \\ - \frac{\rho_s}{k_r} \boldsymbol{\varepsilon}_\psi^T \hat{I}_s \end{pmatrix}$$

при малых δ и ρ_s также является отрицательно определенной.

Важной задачей является определение численного значения коэффициента интегрального адап-

тора активного сопротивления статора. Предлагается следующий подход к его расчету. Так как основной причиной дрейфа активного сопротивления статора являются тепловые процессы, а их скорость намного ниже темпа электромагнитных и электромеханических процессов в АД, то подсистему идентификации сопротивления статора можно настраивать на гораздо меньшее быстродействие, чем контуры системы векторного управления и адаптор частоты вращения. Это позволяет пренебречь инерционностью последних и использовать статические модели НПП и двигателя при синтезе алгоритма идентификации активного сопротивления статора.

Уравнения установившегося режима НПП в системе координат (1, 2), ориентированной по оценке вектора потокосцеплений ротора, с учетом «стабилизирющей добавки» имеют вид

$$\begin{cases} \widehat{R}_s \widehat{i}_{s1} - \omega_\psi L_{\sigma e} \widehat{i}_{s2} - \widehat{R}_s T_r (\widehat{i}_{s2} - i_{s2}) (\omega_\psi - \widehat{\omega}_s) = u_{s1}, \\ \widehat{R}_s \widehat{i}_{s2} + \omega_\psi (L_{\sigma e} \widehat{i}_{s1} + k_r \widehat{\psi}_r) + \\ + \widehat{R}_s T_r (\widehat{i}_{s1} - i_{s1}) (\omega_\psi - \widehat{\omega}_s) = u_{s2}, \\ L_m \widehat{i}_{s1} = \widehat{\psi}_r, \\ L_m \widehat{i}_{s2} - \widehat{\omega}_s T_r \widehat{\psi}_r = 0. \end{cases} \quad (10)$$

где $\widehat{\psi}_r = \Psi_r^{ref}$ – заданное потокосцепление ротора; ω_s – частота скольжения.

Уравнения АД в установившемся режиме в той же в системе координат (1, 2), направленной по оценке вектора потокосцеплений ротора:

$$\begin{cases} R_s i_{s1} - \omega_\psi L_{\sigma e} i_{s2} - \omega_\psi k_r \psi_{r2} = u_{s1}, \\ R_s i_{s2} + \omega_\psi (L_{\sigma e} i_{s1} + k_r \psi_{r1}) = u_{s2}, \\ L_m i_{s1} + T_r \omega_s \psi_{r2} = \psi_{r1}, \\ L_m i_{s2} - T_r \omega_s \psi_{r1} = \psi_{r2}. \end{cases} \quad (11)$$

Так как алгоритм идентификации электрической частоты вращения ротора сводит к нулю векторное произведение токовой ошибки на вектор оценок потокосцеплений ротора, то

$$\boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \widehat{\boldsymbol{\Psi}}_r = \varepsilon_{i2} \widehat{\psi}_{r1} - \varepsilon_{i1} \widehat{\psi}_{r2} = \varepsilon_{i2} \widehat{\psi}_{r1} = 0.$$

Следовательно, в установившемся режиме $\varepsilon_{i2} = 0$, и

$$i_{s2} = \widehat{i}_{s2}. \quad (12)$$

Тогда закон идентификации активного сопротивления статора можно записать как

$$\widehat{R}_s = R_{s0} + k_s \int \varepsilon_{i1} \widehat{i}_{s1} dt.$$

Решая совместно системы уравнений (10) и (11) с учетом равенства (12) относительно частоты скольжения, получим уравнение

$$a\omega_s^2 + b\omega_s + c = 0, \quad (13)$$

где a, b, c – коэффициенты, зависящие от параметров АД, положения рабочей точки ЭП и отклонения оценки активного сопротивления статора:

$$a(\cdot) = T_r^2 \left(\omega_\psi (k_r L_m (\widehat{R}_s - \rho) - L_{\sigma e} \rho) - \right. \\ \left. - T_r \rho (\omega_\psi \widehat{R}_s - \widehat{\omega}_s (2\widehat{R}_s - \rho)) \right),$$

$$b(\cdot) = \omega_\psi k_r L_m T_r (\omega_\psi (\widehat{R}_s T_r + L_s) \omega_\psi - 2(\widehat{R}_s - \rho) T_r \widehat{\omega}_s),$$

$$c(\cdot) = -k_r L_m T_r \omega_\psi (\omega_\psi \widehat{\omega}_s L_s + \widehat{R}_s T_r \widehat{\omega}_s (\omega_\psi - \widehat{\omega}_s)) - \\ \rho L_s \omega_\psi - T_r \rho (\rho (\omega_\psi - \widehat{\omega}_s) - (\widehat{R}_s - \rho) (\omega_\psi - 2\widehat{\omega}_s)).$$

Решением (13) является значение частоты скольжения

$$\omega_s(\cdot) = \frac{-b(\cdot) + \sqrt{b(\cdot)^2 - 4a(\cdot)c(\cdot)}}{2a(\cdot)},$$

при этом подынтегральная величина, входящая в закон адаптации активного сопротивления статора, принимает вид

$$\varepsilon_{i1}(\cdot) \widehat{i}_{s1} = \widehat{i}_{s1}^2 \frac{\omega_\psi k_r T_r L_m (\omega_s(\cdot) - \widehat{\omega}_s) - \rho (1 + T_r^2 \omega_s^2(\cdot))}{(\widehat{R}_s - \rho) (1 + T_r^2 \omega_s^2(\cdot)) + \omega_\psi \omega_s(\cdot) k_r T_r L_m}.$$

Таким образом, выражение $\varepsilon_{i1} \widehat{i}_{s1}$ для установившихся режимов ЭП является функцией как положения рабочей точки, так и отклонения активного сопротивления статора. Результаты проведенного исследования показывают, что функция $\varepsilon_{i1} \widehat{i}_{s1}(\rho)$ в любой рабочей точке, может быть с достаточной точностью аппроксимирована прямой линией. Предлагается осуществлять линеаризацию этой зависимости по формуле

$$\varepsilon_{i1} \widehat{i}_{s1}(\widehat{R}_s, \omega_\psi, \widehat{\omega}_s, \widehat{i}_{s1}, \rho) = K(\widehat{R}_s, \omega_\psi, \widehat{\omega}_s, \widehat{i}_{s1}) \rho.$$

Соответствующая структурная схема представлена на рис. 3.

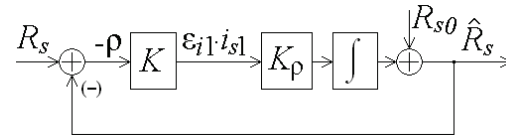


Рис. 3. Структурная схема линеаризованного контура идентификации активного сопротивления статора АД

Настраивая замкнутый контур идентификации R_s на апериодическое звено с собственной частотой Ω_p , получим выражение для коэффициента передачи регулятора – адаптора активного сопротивления статора

$$k_\rho(\widehat{R}_s, \omega_\psi, \widehat{\omega}_s, \widehat{i}_{s1}) = \frac{\Omega_p}{K(\widehat{R}_s, \omega_\psi, \widehat{\omega}_s, \widehat{i}_{s1})}.$$

Таким образом, с помощью полученных выражений можно осуществлять непрерывную подстройку регулятора оценки активного сопротивления статора, что обеспечит требуемое качество процессов вычисления сопротивления во всей плоскости механических характеристик ЭП.

Структурная схема алгоритма совместной идентификации потокосцеплений, электрической частоты вращения ротора и активного сопротивления статорной цепи представлена на рис. 4.

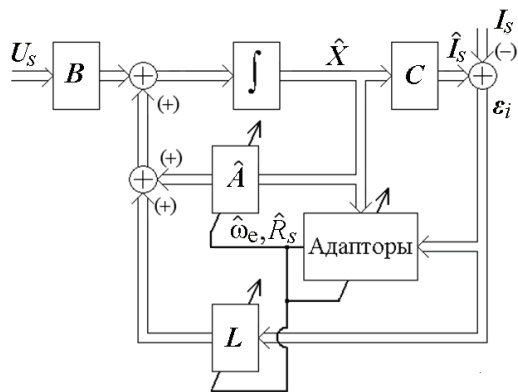


Рис. 4. Структурная схема алгоритма идентификации

Результаты цифрового моделирования

Цифровое моделирование разработанного алгоритма идентификации производилось в среде MATLAB/Simulink в составе системы бездатчикового асинхронного электропривода с векторным управлением на базе электродвигателя 4A225M4У3 мощностью 55 кВт.

На рис. 5 в качестве примера представлены графики переходных процессов по электрической частоте вращения ротора, по ошибке идентификации электрической частоты вращения ротора, задающим воздействиям на токи в ориентированной по вектору оценок потокосцеплений ротора системе координат (d, q) , трехфазных токов АД и заданиям фазных напряжений. Электропривод последовательно отра-

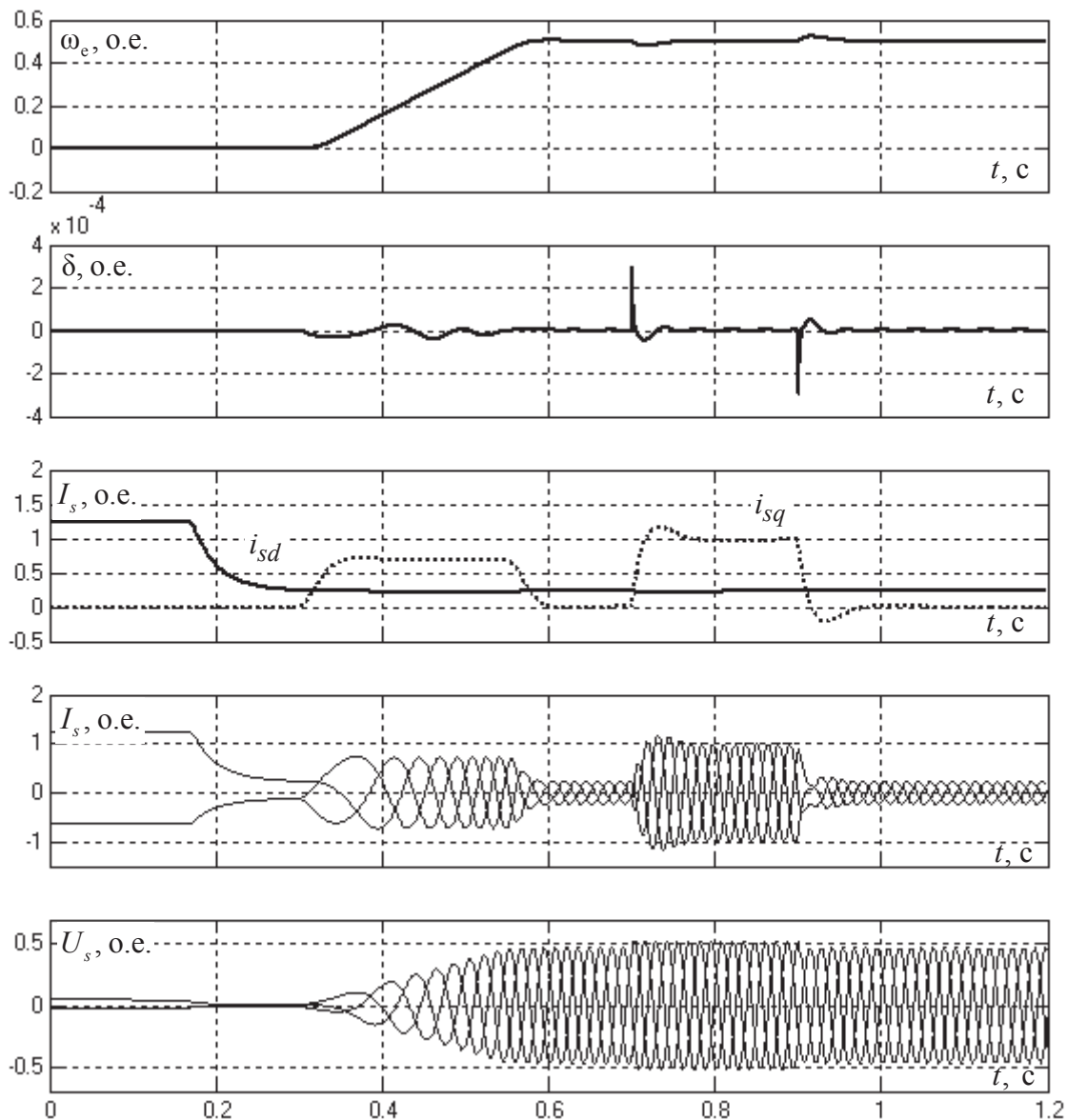


Рис. 5. Переходные процессы в бездатчиковой системе векторного управления

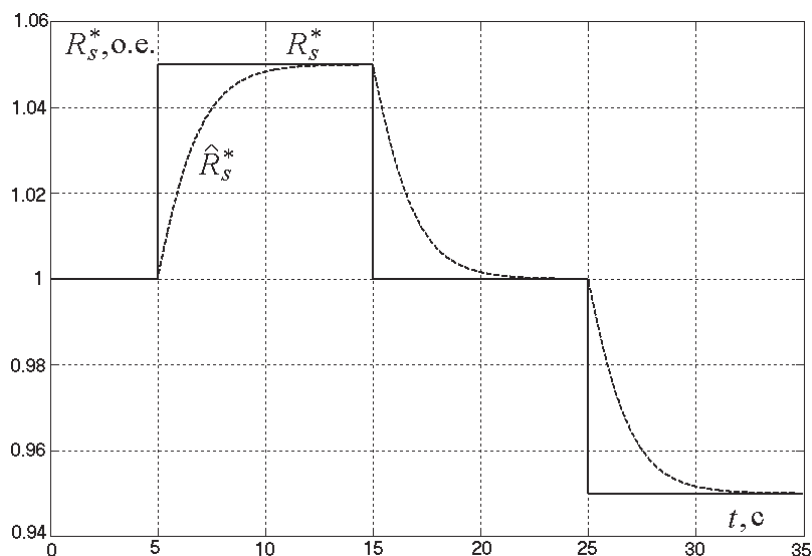


Рис. 6. Переходные процессы идентификации активного сопротивления статора

бываает следующие режимы — намагничивание двигателя, пуск без нагрузки на частоту $\omega_{\text{н.ном}}/2$, нагружение номинальным моментом, сброс нагрузки. Все переменные выведены в относительных единицах. Переходные процессы идентификации сопротивления статора при его изменении на 5% в большую и меньшую сторону представлены на рис. 6.

Результаты моделирования подтверждают работоспособность предлагаемого алгоритма идентификации опорного вектора потокосцеплений и электрической частоты вращения ротора асинхронного двигателя, а также активного сопротивления статора АД во всей плоскости механических характеристик электропривода.

Заключение

Разработаны новая процедура синтеза и структура адаптивного наблюдателя координат состояния для бездатчикового асинхронного электропривода, основанные на методе функций Ляпунова. Целенаправленный выбор соотношений весовых коэффициентов функции Ляпунова и матрицы «стабилизирующей добавки» наблюдателя полного

порядка позволил получить формально устойчивый во всей плоскости механических характеристик электропривода алгоритм идентификации неизмеряемых координат, необходимых для построения системы векторного управления, адаптивной к изменениям активного сопротивления статорной цепи асинхронного двигателя. Предложены выражения для расчета параметров идентификатора и вариант алгоритма его адаптации к дрейфу сопротивления ротора.

Идентификатор не содержит в своей структуре «открытых» звеньев интегрирования и использует лишь основные, «рабочие» сигналы токов и напряжений, а также оперирует параметрами схемы замещения двигателя, получаемыми на этапе предварительной идентификации. Разработанные методики расчета коэффициентов алгоритма обеспечивают требуемое качество процессов идентификации. Достигнутые результаты подтверждаются цифровым моделированием.

Работа выполнена при поддержке Правительства Российской Федерации по государственному контракту № 13.G36.31.0010 от 22.10.2010 г.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Holtz J. Sensorless Control of Induction Motor Drives // Proc. of the IEEE. — 2002. — V. 90. — № 8. — P. 1359–1394.
- Kubota H., Sato I., Tamura Y., Matsuse K. Regenerating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive With Adaptive Observer // IEEE Trans. Ind. Applicat. — 2002. — V. 38. — № 4. — P. 1081–1086.
- Hinkkanen M., Luomi J. Parameter Sensitivity of Full-Order Flux Observers for Induction Motors // IEEE Trans. Ind. Applicat. — 2003. — V. 39. — № 4. — P. 1127–1135.
- Kubota H., Matsuse K., Nakano T. DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor // IEEE Trans. Ind. Applicat. — 1993. — V. 29. — № 2. — P. 344–348.
- Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т. 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы. — М.: Физматлит, 2004. — 464 с.
- Tursini M., Petrella R., Parasiliti F. Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed Sensorless Control of Induction Motors // IEEE Trans. Ind. Applicat. — 2000. — V. 36. — № 5. — P. 1380–1387.

Поступила 18.10.2011 г.

УДК 621.3.07

УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ МОМЕНТОМ ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

А.В. Григорьев

Кузбасский государственный технический университет, г. Кемерово

E-mail: grigav84@mail.ru

Представлена модель трехфазного асинхронного электродвигателя, выраженная в явном виде через потокоцепления фаз обмоток статора и ротора. Синтезирована система управления электромагнитным моментом асинхронного электродвигателя, обладающая высоким быстродействием и низкой сложностью реализации. Система управления проверена на физической и вычислительной моделях асинхронного электропривода.

Ключевые слова:

Модель трехфазного электродвигателя, асинхронный электродвигатель, синтез, оптимальное управление.

Key words:

Model of three-phase motor, induction motor, synthesis, optimal control.

Асинхронный электродвигатель (АД) является наиболее перспективной электрической машиной, применяемой в составе электроприводов промышленных установок, работающих в тяжелых условиях. Это обусловлено следующими достоинствами: высокой надежностью и низкой стоимостью, минимальными затратами на техническое обслуживание, а также низкой инерционностью и небольшими массогабаритными показателями. Электромеханические процессы АД описываются достаточно сложной системой из 6-и нелинейных дифференциальных уравнений. Для упрощения задачи синтеза управляющих устройств координатами АД многие авторы заменяют трехфазную модель более простой двухфазной, соблюдая условия инвариантности мощности, а в процессе управления выполняют прямые и обратные фазные преобразования с целью согласования координат и управляющих воздействий системы управления и реального объекта.

Существует множество решений задачи управления состоянием АД, выполненных таким образом. Наиболее известными из них являются варианты управления с ориентацией вдоль результирующих векторов потоков статора и ротора, описанные в работах [1, 2]. В системах прямого управления моментом, не использующих широтно-импульсную модуляцию, напротив, управление выполняется непосредственно объектом в зависимости от заданных и измеренных значений координат [1, 3]. У этого варианта управления имеются следующие недостатки: большое значение амплитуды колебаний электромагнитного момента и потока статора, а также применимость к электроприводам, выполненным по одной электрической схеме. В настоящее время в зарубежной и отечественной научной литературе отсутствует формальное представление для систем прямого управления моментом, в связи с чем, изменение электрической схемы электропривода приводит к необходимости разработки новой таблицы переключений, что представляет собой отдельную научную задачу.

Варианты управления [4, 5] близки по сущности к вариантам прямого управления моментом, но в отличие от них полностью формализованы, и, как следствие, более гибки. Недостатками вариантов [4, 5] являются: большое значение амплитуды колебаний электромагнитного момента и потока статора, а также то, что конструкции управляющих устройств выражены в системе координат α - β .

Решения задачи управления АД [4, 5] можно использовать для синтеза управляющих устройств трехфазным электродвигателем. Для этого понадобится следующая модель АД:

$$\frac{d\Psi_{su}}{dt} = U_{su} - R_s K_1 \Psi_{su} + R_s K_2 \Psi_{ru} + \omega_k \frac{(\Psi_{sv} - \Psi_{sw})}{\sqrt{3}},$$

$$\frac{d\Psi_{sv}}{dt} = U_{sv} - R_s K_1 \Psi_{sv} + R_s K_2 \Psi_{rv} + \omega_k \frac{(\Psi_{sw} - \Psi_{su})}{\sqrt{3}},$$

$$\frac{d\Psi_{sw}}{dt} = U_{sw} - R_s K_1 \Psi_{sw} + R_s K_2 \Psi_{rw} + \omega_k \frac{(\Psi_{su} - \Psi_{sv})}{\sqrt{3}},$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{ru}}{dt} &= U_{ru} - R_r K_3 \Psi_{ru} + R_r K_2 \Psi_{su} + \\ &+ (\omega_k - p\omega) \frac{(\Psi_{rv} - \Psi_{rw})}{\sqrt{3}}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{rv}}{dt} &= U_{rv} - R_r K_3 \Psi_{rv} + R_r K_2 \Psi_{sv} + \\ &+ (\omega_k - p\omega) \frac{(\Psi_{rw} - \Psi_{ru})}{\sqrt{3}}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{rw}}{dt} &= U_{rw} - R_r K_3 \Psi_{rw} + R_r K_2 \Psi_{sw} + \\ &+ (\omega_k - p\omega) \frac{(\Psi_{ru} - \Psi_{rv})}{\sqrt{3}}, \end{aligned}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M - M_c),$$

$$M = C_3 \begin{bmatrix} (\Psi_{su} \Psi_{rv} + \Psi_{sv} \Psi_{ru} + \Psi_{sw} \Psi_{rw}) - \\ - (\Psi_{su} \Psi_{rv} + \Psi_{sv} \Psi_{rw} + \Psi_{sw} \Psi_{ru}) \end{bmatrix}.$$

где $\Psi_{su,v,w}, \Psi_{ru,v,w}$ – потокосцепления обмоток статора и ротора по осям системы координат $u-v-w$, вращающейся с произвольной частотой ω_k ; R_s, R_r – активные сопротивления обмоток статора и ротора; L_{sl}, L_{rl} – индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора; L_m – индуктивность взаимной индукции; p – число пар полюсов;

$$K_1 = \frac{(2L_{rl} + 3L_m)}{2L_{sl}L_{rl} + 3L_m(L_{sl} + L_{rl})},$$

$$K_2 = \frac{3L_m}{2L_{sl}L_{rl} + 3L_m(L_{sl} + L_{rl})},$$

$$K_3 = \frac{(2L_{sl} + 3L_m)}{2L_{sl}L_{rl} + 3L_m(L_{sl} + L_{rl})},$$

$$C_3 = \sqrt{3}p \frac{L_m}{2L_{sl}L_{rl} + 3L_m(L_{sl} + L_{rl})};$$

J – момент инерции; ω – круговая частота вращения ротора; M – электромагнитный момент электрической машины; M_c – момент сопротивления нагрузки.

Представленная модель описывает электродвигатель, подключенный к преобразователю по трехпроводной схеме. Управляющими воздействиями являются напряжения, подаваемые на фазы статора и ротора АД – $U_{su,v,w}, U_{ru,v,w}$. Фазовыми координатами являются потокосцепления фаз u, v, w обмоток статора и ротора. Цель управления задается в виде интегрального функционала ошибки регулирования:

$$J = \inf \int_0^T f^0 dt,$$

где T – время управления; f^0 – функция, определяющая ошибку регулирования.

Решение задачи управления выполнено при помощи принципа максимума Л.С. Понтрягина [6]. Для этого составлена вспомогательная функция:

$$H(\Psi_s, \Psi_r, U_s, U_r, \omega, \omega_k) =$$

$$= \psi_1(t) \left[\begin{array}{l} U_{su} - R_s K_1 \Psi_{su} + R_s K_2 \Psi_{ru} + \\ + \omega_k \frac{(\Psi_{sv} - \Psi_{sw})}{\sqrt{3}} \end{array} \right] +$$

$$+ \psi_2(t) \left[\begin{array}{l} U_{sv} - R_s K_1 \Psi_{sv} + R_s K_2 \Psi_{rv} + \\ + \omega_k \frac{(\Psi_{su} - \Psi_{sw})}{\sqrt{3}} \end{array} \right] +$$

$$+ \psi_3(t) \left[\begin{array}{l} U_{sw} - R_s K_1 \Psi_{sw} + R_s K_2 \Psi_{rw} + \\ + \omega_k \frac{(\Psi_{sv} - \Psi_{su})}{\sqrt{3}} \end{array} \right] +$$

$$+ \psi_4(t) \left[\begin{array}{l} U_{ru} - R_r K_3 \Psi_{ru} + R_r K_2 \Psi_{su} + \\ + (\omega_k - p\omega) \frac{(\Psi_{ru} - \Psi_{rv})}{\sqrt{3}} \end{array} \right] +$$

$$+ \psi_5(t) \left[\begin{array}{l} U_{rv} - R_r K_3 \Psi_{rv} + R_r K_2 \Psi_{sv} + \\ + (\omega_k - p\omega) \frac{(\Psi_{ru} - \Psi_{rv})}{\sqrt{3}} \end{array} \right] +$$

$$+ \psi_6(t) \left[\begin{array}{l} U_{rw} - R_r K_3 \Psi_{rw} + R_r K_2 \Psi_{sw} + \\ + (\omega_k - p\omega) \frac{(\Psi_{ru} - \Psi_{rv})}{\sqrt{3}} \end{array} \right] +$$

$$+ \psi_0 f^0(\Psi_s, \Psi_r, U_s, U_r, \omega),$$

где ψ_i – составляющие синтезирующей вектор-функции, $\Psi = [\psi_0 \psi_1 \dots \psi_n]^T$, $i=0, n$, n – порядок системы дифференциальных уравнений объекта.

Из свойств функции $H(\Psi_s, \Psi_r, U_s, U_r, \omega, \omega_k)$ следует, что составляющие синтезирующей функции определяются следующим образом:

$u-v-w:$	$a-b-c:$
$\psi_1 = \frac{1}{R_s K_2} \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{ru}},$	$\psi_1 = -\frac{1}{R_s K_1} \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{sa}},$
$\psi_2 = \frac{1}{R_s K_2} \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{rv}},$	$\psi_2 = -\frac{1}{R_s K_1} \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{sb}},$
$\psi_3 = \frac{1}{R_s K_2} \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{rw}}.$	$\psi_3 = -\frac{1}{R_s K_1} \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{sc}}.$

$u-v-w:$	$x-y-z:$
$\psi_4 = \frac{1}{R_r K_2} \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{su}},$	$\psi_4 = -\frac{1}{R_r K_3} \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{rx}},$
$\psi_5 = \frac{1}{R_r K_2} \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{sv}},$	$\psi_5 = -\frac{1}{R_r K_3} \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{ry}},$
$\psi_6 = \frac{1}{R_r K_2} \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{sw}}.$	$\psi_6 = -\frac{1}{R_r K_3} \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{rz}}.$

где $a-b-c$ и $x-y-z$ – трехфазные системы координат, связанные неподвижно со статором и ротором.

Управление оптимально, если выполняется условие:

$$\psi_i U_i \equiv \max,$$

где $i=\overline{0, n}$; n – количество управляющих воздействий.

Из этого условия следует несколько работоспособных вариантов управления состоянием трехфазного АД, из которых наиболее простыми для реализации являются:

$$U_{su,a,x} = \begin{cases} U_{sm}, \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{ru,a,x}} \geq 0, \\ -U_{sm}, \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{ru,a,x}} < 0, \end{cases} \quad U_{sv,b,y} = \begin{cases} U_{sm}, \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{rv,b,y}} \geq 0, \\ -U_{sm}, \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{rv,b,y}} < 0, \end{cases}$$

$$U_{sw,c,z} = \begin{cases} U_{sm}, \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{rw,c,z}} \geq 0, \\ -U_{sm}, \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{rw,c,z}} < 0, \end{cases} \quad U_{ru,a,x} = \begin{cases} U_{rm}, \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{su,a,x}} \geq 0, \\ -U_{rm}, \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{su,a,x}} < 0, \end{cases}$$

$$U_{rv,b,y} = \begin{cases} U_{rm}, \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{sv,b,y}} \geq 0, \\ -U_{rm}, \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{sv,b,y}} < 0, \end{cases} \quad U_{rw,c,z} = \begin{cases} U_{rm}, \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{sw,c,z}} \geq 0, \\ -U_{rm}, \frac{\partial f^0}{\partial \Psi_{sw,c,z}} < 0. \end{cases}$$

При управлении электромагнитным моментом цель управления задается как

$$f^0 = (M_z - M)^2,$$

где M_z – задаваемое значение электромагнитного момента.

В этом случае правила формирования оптимальных управляющих воздействий в контуре управления электромагнитным моментом со стороны статора и со стороны ротора будут следующими:

$$U_{su,a,x} \begin{cases} U_{sm}, (M_z - M)(\Psi_{sw,c,z} - \Psi_{sv,b,y}) \geq 0, \\ -U_{sm}, (M_z - M)(\Psi_{sw,c,z} - \Psi_{sv,b,y}) < 0, \end{cases}$$

$$U_{sv,b,y} \begin{cases} U_{sm}, (M_z - M)(\Psi_{su,a,x} - \Psi_{sw,c,z}) \geq 0, \\ -U_{sm}, (M_z - M)(\Psi_{su,a,x} - \Psi_{sw,c,z}) < 0, \end{cases}$$

$$U_{sw,c,z} \begin{cases} U_{sm}, (M_z - M)(\Psi_{sv,b,y} - \Psi_{su,a,x}) \geq 0, \\ -U_{sm}, (M_z - M)(\Psi_{sv,b,y} - \Psi_{su,a,x}) < 0, \end{cases}$$

$$U_{ru,a,x} \begin{cases} U_{rm}, (M_z - M)(\Psi_{rv,b,y} - \Psi_{rw,c,z}) \geq 0, \\ -U_{rm}, (M_z - M)(\Psi_{rv,b,y} - \Psi_{rw,c,z}) < 0, \end{cases}$$

$$U_{rv,b,y} \begin{cases} U_{rm}, (M_z - M)(\Psi_{ru,a,x} - \Psi_{rv,b,y}) \geq 0, \\ -U_{rm}, (M_z - M)(\Psi_{ru,a,x} - \Psi_{rv,b,y}) < 0, \end{cases}$$

$$U_{rw,c,z} \begin{cases} U_{rm}, (M_z - M)(\Psi_{ru,a,x} - \Psi_{rv,b,y}) \geq 0, \\ -U_{rm}, (M_z - M)(\Psi_{ru,a,x} - \Psi_{rv,b,y}) < 0, \end{cases}$$

где U_{sm}, U_{rm} – максимальные значения фазных напряжений статора и ротора, соответственно.

На рис. 1, 2 представлены графики электромагнитного момента и годографы векторов потоков статора и ротора, полученные при моделировании управляемых режимов двигателей ВРП160М4 и 4АК160S4Y3 по представленным вариантам.

Для экспериментальной проверки полученных вариантов управления применялся разработанный в КузГТУ лабораторный стенд, состоящий из выпрямителя; автономного инвертора напряжения, управляемого специализированным микроконтроллером TMS320LF2406A; электродвигателя 4А80А4Y3; персонального компьютера с разработанным приложением для управления стендом. Результаты физического эксперимента приведены на рис. 3, где заданные значения установлены для электромагнитного момента на уровне 7 Н·м, а токосцепления – 0,75 В·с.

На рис. 4 представлены графики действительного и заданного значений электромагнитного момента АД 4А80А4Y3 при реализации управления со стороны статора на вычислительной модели электропривода. Нагрузка на валу АД в ходе экспериментов отсутствовала. Уменьшение значения электромагнитного момента до нулевого значения после момента времени 0,08 с обусловлено выхо-

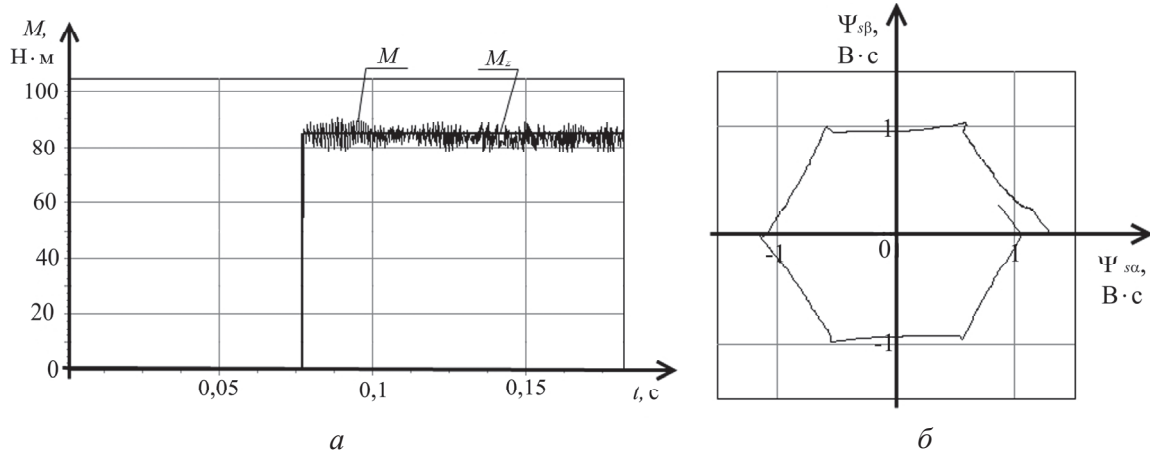


Рис. 1. Электромагнитный момент (а) и годограф вектора потока статора (б) при управлении АД типа ВРП160М4 со стороны статора

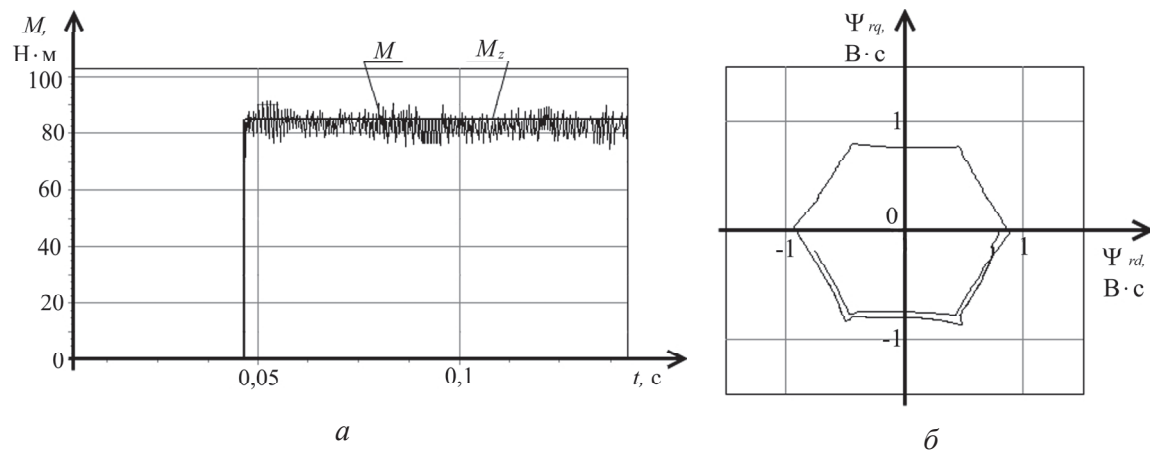


Рис. 2. Электромагнитный момент (а) и годограф вектора потока ротора (б) при управлении АД типа 4АК160S4Y3 со стороны ротора

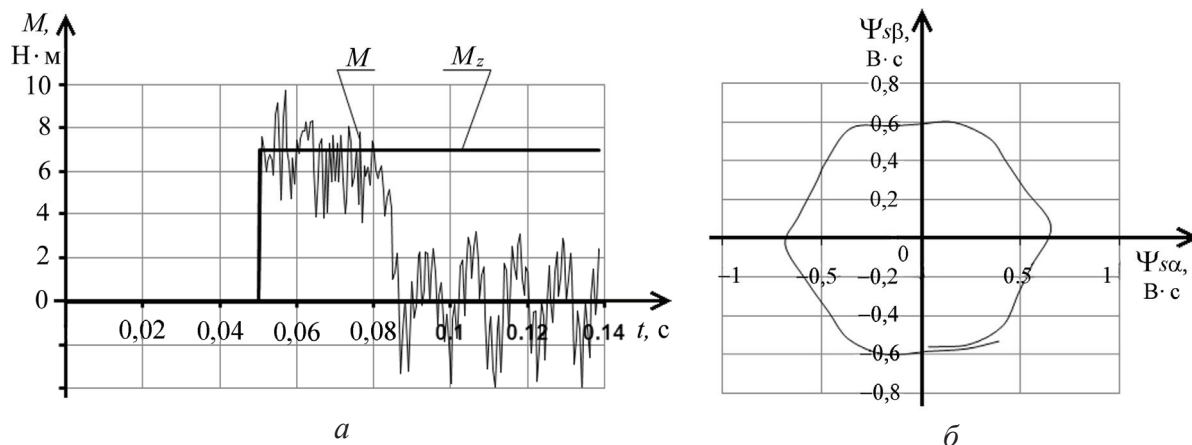


Рис. 3. Электромагнитный момент (а) и годограф вектора потока статора (б) при управлении АД типа 4А80А4УЗ со стороны статора (физический эксперимент)

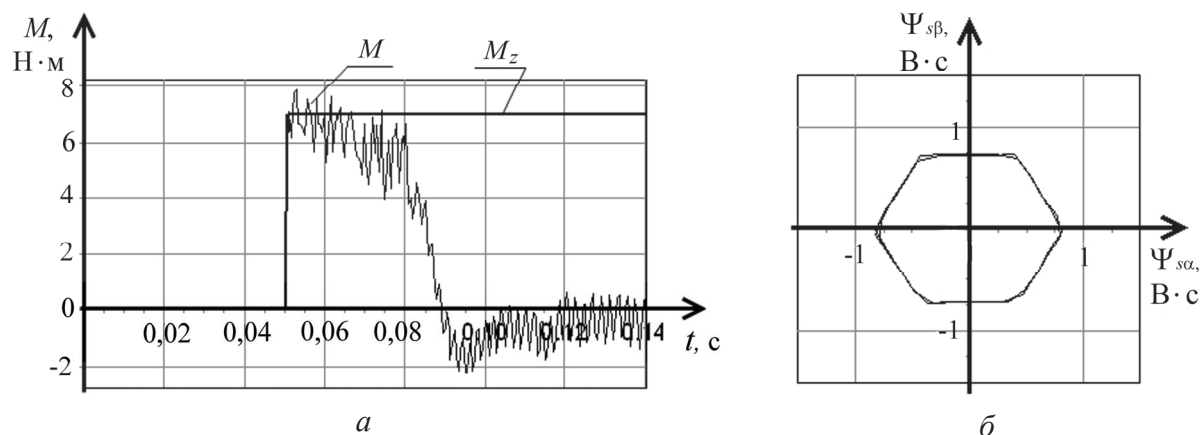


Рис. 4. Электромагнитный момент (а) и годограф вектора потока статора (б) при управлении АД типа 4А80А4УЗ со стороны статора (вычислительный эксперимент)

дом электродвигателя на максимально возможную скорость при данном значении амплитуды вектора потока статора 0,75 В·с.

На рис. 3 и 4 видно, что результаты вычислительного и физического экспериментов, выполненных при одинаковых условиях, совпадают, что подтверждает адекватность модели АД и правильность решения задачи управления.

Предложенную модель и метод синтеза систем управления машинами переменного тока можно использовать при постановке других задач управления. Например, при постановке задач управления амплитудами потокосцеплений статора ($|\bar{\Psi}_s|$), ротора ($|\bar{\Psi}_r|$) и главного магнитного потока ($|\bar{\Psi}_m|$) цели управления задаются следующим образом:

$$f^0 = (\Psi_{sz} - |\bar{\Psi}_s|)^2, \quad f^0 = (\Psi_{rz} - |\bar{\Psi}_r|)^2, \\ f^0 = (\Psi_{mz} - |\bar{\Psi}_m|)^2,$$

где Ψ_{sz} , Ψ_{rz} , Ψ_{mz} – задаваемые значения амплитуд векторов потокосцеплений статора, ротора и воздушного зазора.

Предложенный вариант управления координатами трехфазного электродвигателя обладает следующими достоинствами:

1. Формализованное представление конструкций управляющих устройств, что позволяет использовать управляющие устройства при различных электрических схемах электроприводов.
2. Простота реализации управляющих устройств – управляющие устройства реализуются при помощи трех арифметических операций сложения и умножения.
3. Переменные, используемые в структуре управляющих устройств, могут быть идентифицированы при помощи простых алгоритмов (например, при помощи модели статора АД).
4. Управляющие устройства непосредственно воздействуют на состояние электродвигателя без использования промежуточных контуров регулирования (например, контуров регулирования фазных токов статора), что способствует высокому быстродействию процесса регулирования.

Выводы

Представлена модель трехфазного асинхронного электродвигателя, позволяющая синтезировать простые управляющие устройства координатами электропривода. Фазовыми координатами модели являются потокосцепления фаз статора и ротора

машины. Получены выражения для составляющих синтезирующей функции в обобщенном виде — цель управления не задана явно. На основе синтезирующей функции получены управляющие

устройства электромагнитным моментом асинхронного электродвигателя, отличающиеся простотой реализации и идентификации переменных, а также высоким быстродействием.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bocker J., Mathapati S. State of the Art of Induction Motor Control // The University of Paderborn site. 2007. URL: <http://www.lea.uni-paderborn.de/fileadmin/Elektrotechnik/AG-LEA/forschung/veroeffentlichungen/2007/07IEMDC-boeckermathapati.pdf> (дата обращения: 01.06.2011).
2. Бичай В.Г., Пиза Д.М., Потапенко Е.Е., Потапенко Е.М. Состояние, тенденции и проблемы в области методов управления асинхронными двигателями // Радиоэлектроника, информатика, управление. — 2001. — № 1. — С. 138–144.
3. Kerkman R.J., Skibinski G.L., Schlegel D.W. AC Drives: Year 2000 (Y2K) and Beyond // The Rockwell Automation site. 1999. URL: <http://www.ab.com/support/abdrives/documentation/techpapers/Y2KIEEE.pdf> (дата обращения: 01.06.2011).
4. Григорьев А.В. Оптимальное управление координатами асинхронного электродвигателя // Вестник Кузбасского государственного технического университета. — 2008. — № 6. — С. 29–32.
5. Ешин Е.К., Григорьев А.В. Общая задача управления асинхронным электродвигателем // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. — 2010. — № 1. — С. 39–43.
6. Понтрягин Л.С., Болтянский В.Г., Гамкрелидзе Р.В., Мищенко Е.Ф. Математическая теория оптимальных процессов. — М.: Наука, 1983. — 392 с.

Поступила 04.07.2011 г.

УДК 621.313.8

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ И ЭДС МАЛОИНЕРЦИОННЫХ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Е.Г. Коков, А.С. Жибинов, Э.Р. Гейнц, Г.С. Цехмestрюк

ОАО «Научно-производственный центр «Полюс», г. Томск
E-mail: polus@online.tomsk.net

Получены аналитические выражения для расчета поля возбуждения в средней части активной длины машины, где поле принимается плоскопараллельным, что позволяет достаточно точно находить ЭДС возбуждения в проводниках прямой части и с некоторым приближением — в проводниках лобовых частей обмотки.

Ключевые слова:

Магнитное поле, уравнение Лапласа, обмотка якоря, ЭДС проводника, коэффициент использования.

Key words:

Magnetic field, Laplace's equation, armature winding, electromotive force of conductor, activity factor.

Требование максимального быстродействия устройств автоматики обусловило необходимость разработки исполнительных двигателей с малым моментом инерции вращающихся частей. Для этого электрическая машина (ЭМ) заданной мощности проектируется с максимально допустимой по механической устойчивости длиной якоря при минимальном его диаметре (длинная ЭМ). Дальнейшее повышение быстродействия достигается уменьшением инерционной массы ЭМ, когда вращаются только проводники обмотки якоря (двигатель с полым печатным или проволочным якорем [1]) или исключается зубцовая зона, а проводники обмотки равномерно распределяются по ярму якоря (двигатель с гладким якорем [2]). Дополнительно снизить массу вращающихся частей можно путем активного использования лобовых соединений [3] при продлении в их зону индуктора с одновременным сокращением длины прямой (пазовой) части якоря.

Поскольку в длинных ЭМ основное преобразование энергии происходит в проводниках прямой части, а поле в этой зоне можно считать плоскопараллельным, то можно обойтись более простым решением уравнения Лапласа в двухмерной области, приняв найденные параметры поля для расчета с некоторой погрешностью ЭДС в проводниках лобовых частей, тогда как для коротких ЭМ необходимо решение трехмерной задачи [4, 5].

Целесообразно определять поле в обобщенной расчетной области (рис. 1), в которой можно выделить пять подобластей в цилиндрических координатах r, φ, t — подобласть с внутренним источником поля J_1 , w — подобласть с наружным источником поля J_2 , e, f — подобласть стыковых зазоров, отделяющих источники поля от соответствующих магнитопроводов.

Тогда частными вариантами будут: ЭМ с полым якорем и внутренними постоянными магнитами (ПМ) ($J_2=0, r_9=r_{10}=r_{11}$), полым якорем и наружными ПМ ($J_1=0, r_1=r_2=r_3$) и с гладким якорем ($J_1=0,$

$r_1=r_2=r_3=r_4$). По приведенной на рис. 1 расчетной области и полученной для нее математической модели можно найти поле в рабочем зазоре ЭМ с шихтованным пакетом [6] и внутренними ($J_2=0, r_4=r_5=r_6=r_7=r_8=r_9=r_{10}=r_{11}$) или наружными ($J_1=0, r_1=r_2=r_3=r_4=r_5=r_6=r_7=r_8$) ПМ.

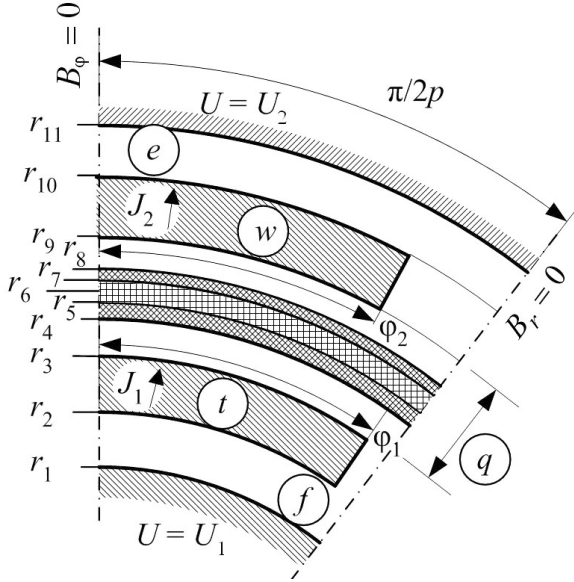


Рис. 1. Обобщенная расчетная область ЭМ

Решение уравнения Лапласа для скалярного магнитного потенциала в отдельной области в цилиндрических координатах известно [7] и имеет вид

$$U = \sum_{n=1}^{\infty} (C_n r^{pn} + D_n r^{-pn}) \cos pn\varphi.$$

где n – нечетные числа натурального ряда; p – число пар полюсов ЭМ; C, D – коэффициенты; φ – полярный угол от оси полюса; r – расстояние от центра расчетной области.

Используя условия на внешних границах r_1, r_{11} , где равны потенциалы, и внутренних границах r_2, r_3, r_9, r_{10} , где равны и потенциалы, и нормальные составляющие индукции, составим систему из десяти уравнений для определения неизвестных коэффициентов C и D , решив которую, найдем

$$D_n^q = \frac{1}{A_{3n}} \left[\frac{1}{2pn} (J_{1n} A_{1n} - J_{2n} A_{2n}) + U_{1n} r_1^{-pn} - U_{2n} r_{11}^{-pn} \right];$$

$$C_n^q = \frac{J_{2n} A_{2n} - D_n^q r_{11}^{-2pn} + U_{2n} r_{11}^{-pn}}{2pn};$$

$$D_n^w = D_n^q - \frac{J_{2n} r_9^{pn+1}}{2pn}; \quad C_n^w = C_n^q + \frac{J_{2n} r_9^{-pn+1}}{2pn};$$

$$D_n^e = D_n^w + \frac{J_{2n} r_{10}^{pn+1}}{2pn}; \quad C_n^e = C_n^w - \frac{J_{2n} r_{10}^{-pn+1}}{2pn};$$

$$D_n^t = D_n^q - \frac{J_{1n} r_3^{pn+1}}{2pn}; \quad C_n^t = C_n^q + \frac{J_{1n} r_3^{-pn+1}}{2pn};$$

$$D_n^f = D_n^t + \frac{J_{1n} r_2^{pn+1}}{2pn}; \quad C_n^f = C_n^t - \frac{J_{1n} r_2^{-pn+1}}{2pn};$$

где

$$J_{1n} = \frac{4J_1}{\pi n} \sin pn\varphi_1; \quad J_{2n} = \frac{4J_2}{\pi n} \sin pn\varphi_2;$$

$$U_{1n} = \frac{4p}{\pi} \int_0^{-\pi/2p} U_1(\varphi) \cos pn\varphi d\varphi;$$

$$U_{2n} = \frac{4p}{\pi} \int_0^{-\pi/2p} U_2(\varphi) \cos pn\varphi d\varphi;$$

$$A_{1n} = r_2^{-pn+1} - r_3^{-pn+1} + r_1^{-2pn} (r_3^{pn+1} - r_2^{pn+1});$$

$$A_{2n} = r_{10}^{-pn+1} - r_9^{-pn+1} + r_{11}^{-2pn} (r_9^{pn+1} - r_{10}^{pn+1});$$

$$A_{3n} = r_1^{-2pn} - r_{11}^{-2pn}.$$

В свою очередь, $U_{1,2}(\varphi)$ – функции распределения потенциалов на поверхности магнитопроводов от падения магнитодвижущей силы в тангенциальном направлении, определяемые последовательными приближениями (при первом расчете $U_{1,2}=0$).

Дальнейшие вычисления производятся в следующем порядке. По радиальной индукции на поверхности магнитопроводов $B_{r1} = -\mu_0 \frac{\partial U^e}{\partial r}$ и

$B_{r1} = -\mu_0 \frac{\partial U^f}{\partial r}$ вычисляется их поток:

$$\Phi_{j1} = \int_0^{\varphi} B_{r1} r_1 d\varphi =$$

$$= -\mu_0 r_1 \sum_{n=1}^{\infty} (C_n^f r_1^{pn-1} - D_n^f r_1^{-pn-1}) \sin pn\varphi;$$

$$\Phi_{j2} = \int_0^{\varphi} B_{r11} r_{11} d\varphi =$$

$$= -\mu_0 r_{11} \sum_{n=1}^{\infty} (C_n^e r_{11}^{pn-1} - D_n^e r_{11}^{-pn-1}) \sin pn\varphi$$

и при известной высоте магнитопроводов $h_{j1,2}$ определяется тангенциальная индукция:

$$B_{j1} = \frac{1}{h_{j1}} \Phi_{j1} \quad \text{и} \quad B_{j2} = \frac{1}{h_{j2}} \Phi_{j2}.$$

Учитывая, что потенциал магнитопроводов посередине межполюсного пространства равен нулю, очередное приближение $U_{1,2}$ найдем в виде

$$U_1(\varphi) = \int_{-\pi/2p}^{\varphi} \left(r_1 - \frac{h_{j1}}{2} \right) H(B_{j1}) d\varphi;$$

$$U_2(\varphi) = \int_{-\pi/2p}^{\varphi} \left(r_{11} + \frac{h_{j2}}{2} \right) H(B_{j2}) d\varphi,$$

где $H(B_j)$ – нелинейная скалярная функция.

Итерации продолжаются до достижения заданной погрешности двух последовательных приближений.

После определения поля в расчетной области необходимо проверить правильность задания размеров магнитов, вычислив индукцию при $\varphi=0$ и $r=r_9, r=r_3, r=r_2$. Ни одно из этих значений не дол-

жно превышать значение остаточной индукции ПМ [2].

При вычислении ЭДС принимаем индукцию в зоне расположения обмотки равной среднему значению по радиусу:

$$B_{cp}^q = -\mu_0 \frac{U^q(r_7) - U^q(r_5)}{r_7 - r_5} = \sum_{n=1}^{\infty} S_n \cos pn\varphi,$$

где $S_n = \frac{-\mu_0}{r_7 - r_5} [C_n^q (r_7^{pn} - r_5^{pn}) + D_n^q (r_7^{-pn} - r_5^{-pn})]$.

Расчет ЭДС в лобовой части обмотки рассмотрим на примере аппроксимации ее формы зависимостью $z=a+b\varphi_0^k$ (рис. 2), которая при $k=1$ представляет прямую линию (треугольная форма лобовой части обмотки), а при четном $k \geq 2$ – параболу второго или высшего порядка [8].

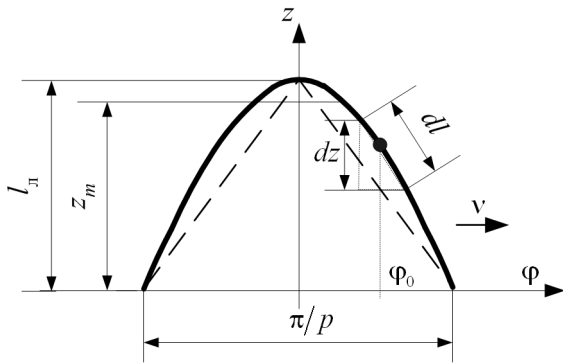


Рис. 2. Представление лобовой части обмотки для расчета ЭДС

Шаг обмотки в прямой части считаем диаметральной, как обычно принимается для коллекторных ЭМ постоянного тока. После преобразования аппроксимирующей зависимости для угла φ_0 , отсчитываемого от середины витка, получим

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2p} k \sqrt{1 - \frac{z}{l_n}}.$$

При скорости v взаимного перемещения проводника и поля ЭДС элемента dl проводника в лобовой части обмотки вычисляется по составляющей dz , перпендикулярной скорости, т. е. $de = B_{cp}^q v dz$. ЭДС $de_{вл}$ двух сторон витка в лобовой части при текущей координате φ середины витка запишется в виде

$$de_{вл} = v \sum_{n=1}^{\infty} S_n [\cos pn(\varphi + \varphi_0) - \cos pn(\varphi - \varphi_0)] dz.$$

ЭДС лобовой части витка найдем, проинтегрировав $de_{вл}$ на длине $z_m (0 \leq z_m \leq l_n)$ распространения магнитного поля в зону лобовых частей (рис. 2):

$$E_{вл} = -2vl_n \sum_{n=1}^{\infty} S_n I_n \sin pn\varphi,$$

где $I_n = \int_0^{z_m} \sin\left(\frac{\pi n}{2} \sqrt{1 - z'}\right) dz'$; $z' = \frac{z}{l_n}$ – относительная координата.

Учитывая, что для прямой части обмотки $\varphi_0 = \frac{\pi}{2p}$, получаем ЭДС элемента l_n прямой части

$$E_{вл} = -2vl_n \sum_{n=1}^{\infty} S_n \sin \frac{\pi n}{2} \sin pn\varphi.$$

Максимального значения $E_{вл}$ достигает при $\varphi = \frac{\pi}{2p}$, когда стороны витка располагаются по осям полюсов. Примем это значение за базовое:

$$E_{вл0} = -2vl_n \sum_{n=1}^{\infty} S_n.$$

Считая витки обмотки якоря равномерно распределенными по углу φ , ЭДС последовательно соединенных витков на полюсном делении запишем в виде

$$E_t = \frac{pw_t}{\pi} \int_0^{\pi/p} E_w d\varphi. \text{ Тогда для прямой части}$$

$$E_{тн} = -\frac{4}{\pi} vl_n w_t \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} S_n \sin \frac{\pi n}{2}; \quad E_{t0} = -2vl_n w_t \sum_{n=1}^{\infty} S_n;$$

для лобовой части

$$E_{тн} = -\frac{4}{\pi} vl_n w_t \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} S_n I_n.$$

Для общего представления введем относительные параметры при длине элемента l_n прямой части, равной активной длине z_m лобовой части: относительную ЭДС витка $E'_w = \frac{E_w}{E_{вл0}}$ и обмотки

на полюсном делении $E'_t = \frac{E_t}{E_{t0}}$, коэффициент использования лобовой части $k_u = \frac{E_{тн}}{E_{тн0}}$:

$$E'_{вл} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} S_n \sin \frac{\pi n}{2} \sin pn\varphi}{\sum_{n=1}^{\infty} S_n}; \quad E'_{тн} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} S_n I_n \sin pn\varphi}{z'_m \sum_{n=1}^{\infty} S_n};$$

$$E'_{тн} = \frac{2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} S_n \sin \frac{\pi n}{2}}{\sum_{n=1}^{\infty} S_n}; \quad E'_{тн0} = \frac{2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} S_n I_n}{z'_m \sum_{n=1}^{\infty} S_n};$$

$$k_u = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} S_n I_n}{z'_m \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} S_n \sin \frac{\pi n}{2}}.$$

Провести исчерпывающий анализ рассматриваемых ЭМ по полученной математической модели из-за большого числа варьируемых параметров (тип якоря, форма лобовой части, радиальные размеры немагнитного зазора и обмотки якоря, раз-

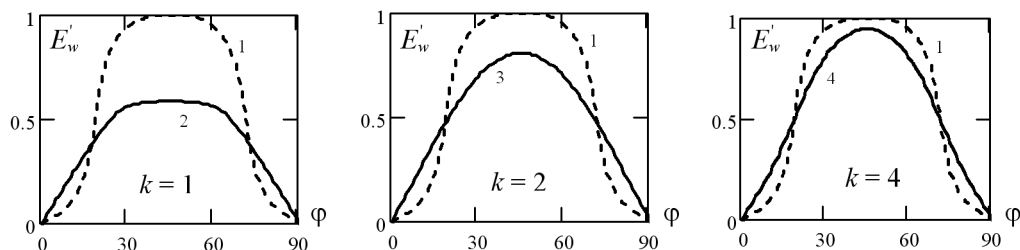


Рис. 3. ЭДС: 1) прямой ($E'_{\text{пр}}$) и 2–4) лобовой ($E'_{\text{лб}}$) частей обмотки

меры и свойства ПМ и др.) не представляется возможным, поэтому ограничимся частным примером двигателя с гладким якорем ДПУ170 [8] (при замене системы возбуждения с тангенциальной на радиальную). Размеры активной части (в сантиметрах): $r_1=r_2=r_3=r_4=2,71$; $r_5=2,725$; $r_6=2,955$; $r_7=2,97$; $r_8=3,01$; $r_{10}=r_{11}=4,01$; $\varphi_1=0$; $\varphi_2=26^\circ$; $p=2$; $l_n=2,8$; $l_n=16,8$.

Результаты расчетов при $z'_m=1$ показаны на рис. 3, а зависимости коэффициента использования k_n от активной длины лобовой части z_m и степени k аппроксимирующей ее параболы представлены на рис. 4.

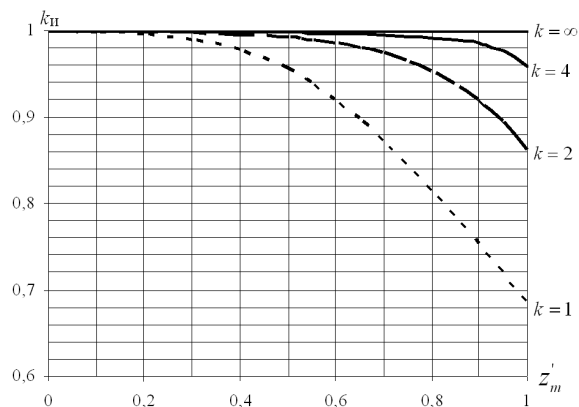


Рис. 4. Коэффициент использования лобовой части обмотки

В рассматриваемом двигателе форма лобовых частей обмотки близка к треугольной, поэтому две

лобовые части (общей длиной 5,6 см) при коэффициенте использования 0,688 ($k=1$) эквивалентны по развиваемой мощности 3,8 см прямой части, т. е. длину якоря можно сократить с 22,4 см (l_n+2l_n) до 18,6 см при одновременном увеличении длины индуктора с 16,8 до 18,6 см. Это приведет к снижению момента инерции (с учетом неизменной массы коллектора) примерно на 10 %, уменьшению активного сопротивления якоря, потере в меди и улучшению теплового состояния. Использование лобовых частей обмотки эквивалентно увеличению мощности при неизменных габаритах машины.

Выводы

1. Получены аналитические выражения для расчета магнитного поля малоинерционных магнитоэлектрических машин, позволяющие находить ЭДС возбуждения в прямой и лобовых частях обмотки якоря.
2. Исследование магнитоэлектрических машин с активными лобовыми частями является основой для их оптимизации, что позволяет снизить массогабаритные показатели. Улучшение использования активного объема машин достигается за счет приближения формы лобовой части обмотки к прямоугольной.

Рекомендовано для публикации Оргкомитетом V Юбилейной Международной научно-технической конференции «Электромеханические преобразователи энергии», посвященной памяти Г.А. Сипайлова, г. Томск.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Казанский В.М. Беспазовые электродвигатели малой мощности: дис. ... д-ра техн. наук. – Новосибирск, 1970. – 304 с.
2. Электрические двигатели с гладким якорем для систем автоматики / под ред. Ю.К. Васильева. – М.: Энергия, 1979. – 176 с.
3. Гейнц Э.Р., Коков Е.Г. Использование объема лобовых соединений обмотки якоря в электрических машинах постоянного тока // Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб. науч. тр. / под ред. А.И. Чернышева. – Новосибирск: Наука, 2007. – С. 239–249.
4. Коков Е.Г., Жибинов А.С., Гейнц Э.Р. ЭДС якорной обмотки в магнитоэлектрических машинах с активными лобовыми частями // Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб. науч. тр. / под ред. В.Н. Глушченко. – Томск: Изд-во НТЛ, 2011. – С. 273–281.
5. Коков Е.Г., Жибинов А.С., Гейнц Э.Р. Поля возбуждения и реакции якоря в машинах с постоянными магнитами и якорной обмоткой в воздушном зазоре // Электромеханические преоб-

- разователи энергии: Матер. IV Междунар. науч.-техн. конф. – Томск, 2009. – С. 45–48.
6. Коков Е.Г., Жибинов А.С., Гейнц Э.Р. Поля возбуждения и реакции якоря магнитоэлектрических машин с шихтованным сердечником // Электромеханические преобразователи энергии: Матер. IV Междунар. науч.-техн. конф. – Томск, 2009. – С. 48–52.
7. Домбровский В.В. Справочное пособие по расчету электромагнитного поля в электрических машинах. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.
8. Братковский О.А., Судов В.Б., Руссов В.В. Электродвигатель с беспазовым якорем для следящего привода // Системы автономного электроснабжения и электромеханические устройства: Сб. науч. трудов НПО «Полюс» / под ред. П.В. Голубева и А.И. Чернышева. – Томск, 1992. – Т. 2. Проектирование и технология электрических машин и приборов. – С. 155–158.

Поступила 23.12.2011 г.

УДК 62-83

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА МАХОВИЧНОГО ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ИСПОЛНИТЕЛЬНОГО ОРГАНА

О.Ю. Завьялова, Ю.М. Казанцев*

ОАО «Научно-производственный центр «Полюс», г. Томск

*Томский политехнический университет

Разработана имитационная модель электромеханического исполнительного органа, использование которой позволяет исследовать режимы работы и оптимизировать стратегии управления, обеспечивающие оптимальное функционирование системы. Предложен метод синтеза регулятора тока, сущность которого заключается в прогнозировании пульсирующей составляющей тока силовой цепи, позволяющий повысить качество регулирования вращающего момента вентильного электродвигателя в широком диапазоне частот вращения с уменьшением зоны нечувствительности и увеличением точности.

Ключевые слова:

Электромеханический исполнительный орган, синтез регулятора, прогнозирование, пульсирующая составляющая тока силовой цепи, система ориентации космического аппарата.

Key words:

Electromechanical executive setting, synthesis of regulator, prognostication, pulsatile rectangular component current of power circuit, orientation spacecraft system.

Маховичные электромеханические исполнительные органы (ЭМИО) являются силовой управляющей частью системы ориентации космического аппарата и предназначены для создания по трем или четырем (в зависимости от способа резервирования) осям, связанным с осями космического аппарата, управляющих динамических моментов M_d , под действием которых происходит его ориентация в пространстве [1].

Канал управления динамическим моментом состоит из электронного блока управления и двигателя-маховика, в качестве которого используется двухфазная синхронная машина с возбуждением от постоянных магнитов и датчиком положения ротора (ДПР).

Задача исследования работы ЭМИО в различных режимах с целью синтеза регулятора, входящего в состав электронного блока управления, может быть эффективно решена на имитационной модели в программной среде PSpice, сочетающей в себе возможности моделирования как на компонентном, так и на функциональном уровнях.

Разработанная имитационная модель ЭМИО (рис. 1) состоит из четырех моделей: силовой электрической цепи, электромеханических преобразований в двигателе, механической системы и регулятора.

Модель силовой электрической цепи ЭМИО (рис. 2) на базе двухфазного синхронного двигателя включает в себя по каждой фазе однофазный мостовой инвертор напряжения, сопротивление R_ϕ , индуктивность L_ϕ и ЭДС E_ϕ обмоток двигателя. Поскольку она реализована на компонентном уровне, это позволяет исследовать режимы работы любого элемента в силовой электрической цепи [2].

Модель электромеханических преобразований (рис. 3) построена на функциональном уровне с реализацией математических операций, описывающих процесс электромеханических преобразований в двигателе:

$$\begin{cases} M_{эм} = i_{\phi 1} \sin \varphi \Phi_\delta + i_{\phi 2} \cos \varphi \Phi_\delta; \\ E_{\phi 1} = \sin \varphi \Phi_\delta \Omega; \\ E_{\phi 2} = \cos \varphi \Phi_\delta \Omega, \end{cases}$$

где $M_{эм}$ – электромагнитный момент; $i_{\phi 1}$, $i_{\phi 2}$ – ток первой и второй фаз двигателя; φ – угловое положение ротора двигателя; Φ_δ – магнитный поток ротора; $E_{\phi 1}$, $E_{\phi 2}$ – ЭДС обмоток двигателя; Ω – частота вращения вала двигателя.

Приняты следующие допущения: не учитываются насыщение и потери в магнитопроводе, воздушный зазор в двигателе принимается равномерным [2].

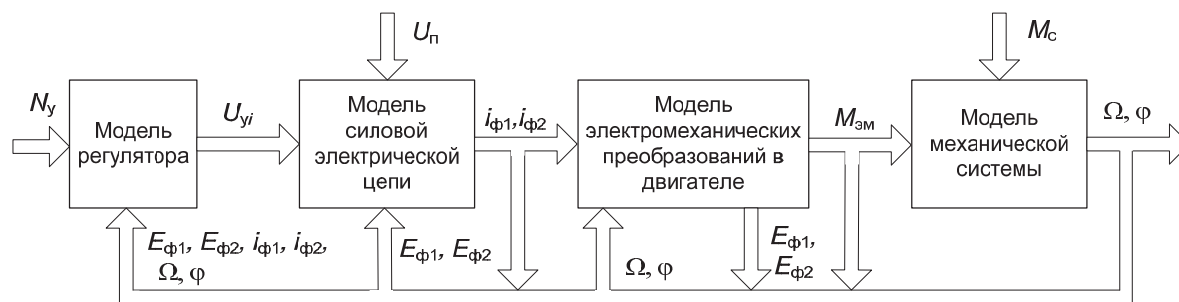


Рис. 1. Функциональная схема имитационной модели ЭМИО: N_y – кодовый управляющий сигнал; U_{yi} – управляющее напряжение; U_n – напряжение питания; M_c – момент сопротивления

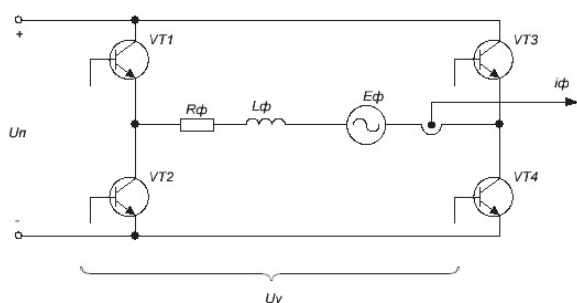


Рис. 2. Модель силовой электрической цепи

ЭДС в обмотках двигателя пропорциональна угловой скорости вращения и является синусоидальной функцией углового положения ротора φ так же, как и электромагнитные моменты обмоток, которые пропорциональны фазному току и в сумме равны электромагнитному моменту двигателя.

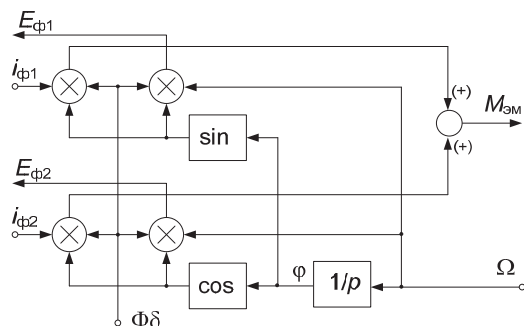


Рис. 3. Модель электромеханических преобразований в двигателе

Модель механических преобразований (рис. 4) описывается следующим уравнением:

$$M_d = M_{эм} \pm M_c, \quad (*)$$

где $M_c = \kappa_c H + M_r \text{sign}(H)$ – момент сопротивления вращению.

В свою очередь, κ_c – коэффициент пропорциональности по угловой скорости; $H = J\Omega$ – кинетический момент; J – момент инерции вращающейся части двигателя-маховика; $M_r \text{sign}(H)$ – момент трогания; $p = d/dt$ – математический оператор.

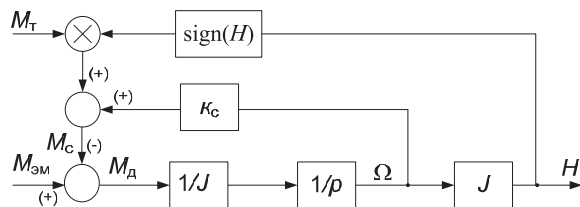


Рис. 4. Модель механических преобразований в двигателе

Для регулирования динамического момента существуют различные способы управления ключами инвертора.

Так, управление ключами инвертора бесконтактного электропривода осуществляется с помощью позиционной обратной связи. При этом способе управления напряжение в фазных обмотках двигателя задается в функции положения ротора. Такой электропривод имеет высокие показатели

использования, большой КПД. Однако при данном способе управления не отслеживаются мгновенные значения фазных токов, а электромагнитный момент зависит от углового положения ротора, что приводит к неравномерности частоты вращения двигателя, сужает границы устойчивости и затрудняет демпфирование.

При векторном управлении ключами инвертора контролируемые координаты, измеренные в неподвижной системе координат статора, преобразуются к вращающейся системе координат ротора. Контролируемыми параметрами при данном способе являются переменные состояния: векторы тока статора i_c и ротора i_p , потокосцепление статора Ψ_c и ротора Ψ_p , главное потокосцепление двигателя $\Psi_d = L_d(i_c + i_p)$. Полученные переменные состояния используются для формирования управляющих воздействий. Угол между осью координат статора и ротора, необходимый для вычисления переменных состояний в координатах ротора, определяется, как правило, с помощью датчиков Холла, расположенных в воздушном зазоре двигателя. Базовым элементом такого управления является преобразователь координат (векторный преобразователь). Недостаток его – сложность управляющих и функциональных устройств.

Частным случаем векторного управления является частотно-токовый способ. При регулировании фазного тока регулируется электромагнитный момент двигателя, поскольку он пропорционален амплитудному значению фазного тока: $M_{эм} i_{φ}$. В соответствии с уравнением (*) при регулировании электромагнитного момента с учетом измеренного значения момента сопротивления двигателя регулируется управляющий динамический момент. Частотно-токовый способ управления предполагает «следящее» регулирование токов в обмотках двигателя, при котором регулятор отслеживает эталонные синусоидальные или близкие к ним сигналы, при этом обеспечивается равномерность вращения двигателя. Частота и фаза тока определяются частотой вращения и угловым положением ротора двигателя.

Заметно повысить качество частотно-токового регулирования можно с помощью алгоритмов оптимального прогнозирующего управления, которые находят все более широкое применение в связи с активным развитием силовой электроники и микропроцессорной техники. Сущность таких алгоритмов заключается в прогнозировании результатов управления на некотором малом временном интервале (интервале управления) и определении оптимальной управляющей последовательности, наилучшим образом удовлетворяющей задаче управления. Подобные стратегии управления предполагают наличие математической модели объекта управления, определяющей векторы переменных состояния и возмущений, а также состав управляющих воздействий и их возможные (физически реализуемые) значения. Состав независимых координат, управляемых в рамках прогнозирую-

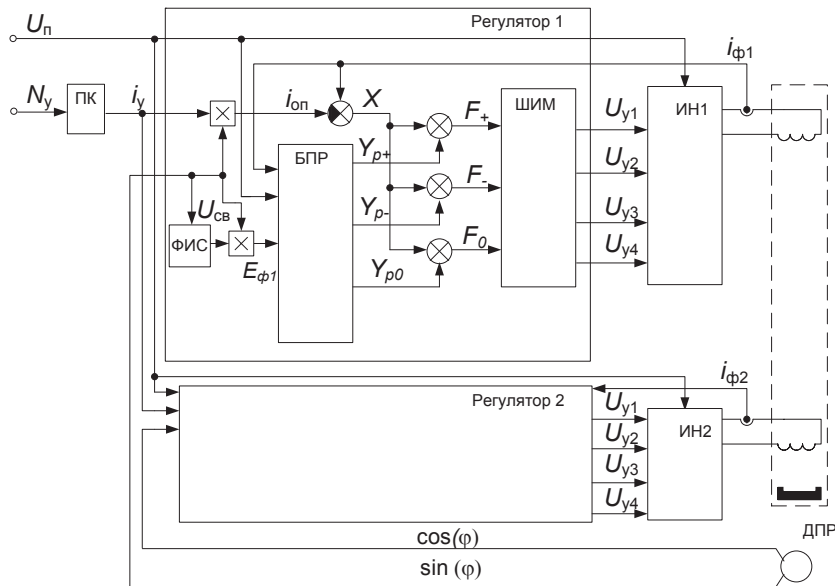


Рис. 5. Схема канала управления моментом ЭМИО: ПК – преобразователь кодового управляющего сигнала N_y в аналоговый i_y ; ФИС – формирователь импульсов скорости; БПР – блок периодических разверток; ШИМ – широтно-импульсный модулятор; ИН1, ИН2 – инверторы первой и второй фаз

шей стратегии управления, определяется на основе анализа модели [3].

Модель регулятора с реализацией данного принципа управления силовыми ключами инвертора (рис. 5) построена на компонентном и частично функциональном уровне. Она имитирует работу регулятора, реализующего управление бесконтактным двигателем, позиционной коммутацией его обмоток и импульсной модуляцией напряжения питания.

Формирование управляющих сигналов для переключения импульсных элементов ИН в регуляторе осуществляется узлами сложения в соответствии с выражением

$$F = X + Y_p,$$

где X – сигнал ошибки; Y_p – сигнал развертки.

Сигнал развертки формируется равным прогнозируемому в моменты коммутации ключей значению пульсирующей составляющей тока в силовой цепи с противоположным знаком $Y_p(t_k) = -\dot{i}(t_k)$.

Сигнал ошибки формируется узлами сравнения в соответствии с выражением

$$X = i_{\phi i} - i_{оп},$$

где $i_{\phi i}$ – ток коммутируемой обмотки; $i_{оп} = i_y k_i$ – заданный опорный ток обмотки; i_y – сигнал тока задания, пропорциональный кодовому управляющему сигналу N_y на входе канала управления моментом.

ЭДС вращения обмоток вычисляется узлом умножения в соответствии с выражениями

$$E_{\phi 1} = U_{св} \sin \varphi = \Phi_{\delta} \sin \varphi;$$

$$E_{\phi 2} = U_{св} \cos \varphi = \Phi_{\delta} \cos \varphi,$$

где $U_{св}$ – напряжение, пропорциональное угловой скорости вращения двигателя, полученное после преобразования сигнала ДПР формирователем импульсов скорости.

Прогноз значений пульсирующей составляющей тока в силовой цепи к моменту коммутации в каждой точке интервала $t \in (0, T)$ осуществляется в соответствии с выражением

$$Y_p = \frac{1}{L_{\phi i}} \int_0^t U_{Li}(t) dt,$$

где $L_{\phi i}$ – индуктивность обмоток двигателя; U_{Li} – напряжение на индуктивности $L_{\phi i}$ на интервале прогноза; T – период модуляции.

Пренебрегая падением напряжения на импульсных элементах и считая изменение U_{Li} на интервале модуляции незначительным, уравнение можно привести к виду

$$Y_p = \frac{U_{Li}}{L_{\phi i}} T \left(1 - \left(\frac{t}{T} \right) \right).$$

Для двухсторонней однополярной широтно-импульсной модуляции оптимальным выбором является трехуровневая система регулирования (1, 0, -1), которая придает разработанной модели свойства астатической дискретной системы и оптимизирует управление в моменты переключения силовых ключей инвертора при переходе через нуль опорного сигнала [2]. Поэтому в БПР формируется три сигнала развертки: Y_{p+} , Y_{p0} , Y_{p-} , которые необходимы для формирования управляющих сигналов F_+ , F_- , F_0 в соответствии с выражениями

$$F_+ = X + Y_{p+}, \quad Y_{p+} = \frac{U_n - E_{\phi i}}{L_{\phi i}} T \left(1 - \left(\frac{t}{T} \right) \right);$$

$$F_0 = X + Y_{p0}, \quad Y_{p0} = \frac{-E_{\phi i}}{L_{\phi i}} T \left(1 - \left(\frac{t+T/2}{T} \right) \right);$$

$$F_- = X + Y_{p-}, \quad Y_{p-} = \frac{-U_n - E_{\phi i}}{L_{\phi i}} T \left(1 - \left(\frac{t}{T} \right) \right).$$

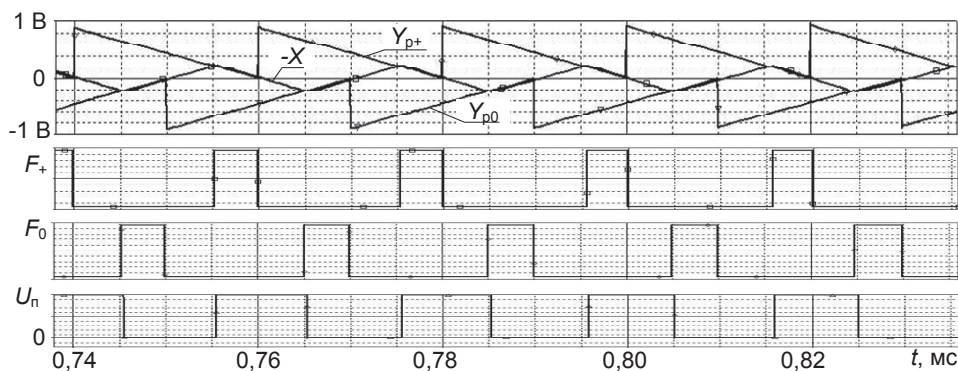


Рис. 6. Диаграммы сигналов $X, Y_{p+}, Y_{p0}, F_+, F_0, U_n$ при однополярной двухсторонней широтно-импульсной модуляции

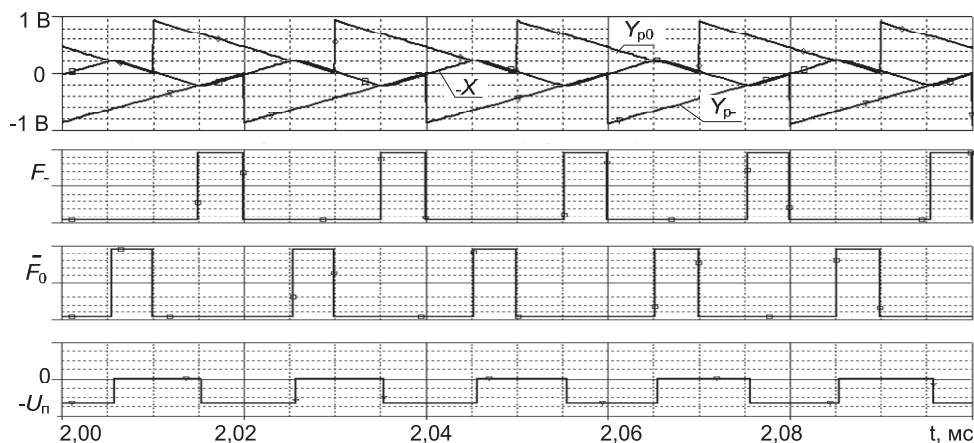


Рис. 7. Диаграммы сигналов $X, Y_{p-}, Y_{p0}, F_-, \bar{F}_0, -U_n$ при однополярной двухсторонней широтно-импульсной модуляции

Управляющими сигналами F_+, F_-, F_0 формируется широтно-модулированное напряжение питания обмотки двигателя по следующему алгоритму:

- положительное напряжение питания U_n подключается к входу обмотки двигателя при $F_+ > 0$ (рис. 6) и положительной полярности опорного сигнала ($Zn_+ = 1$);
- положительное напряжение питания U_n отключается с замыканием накоротко входа обмотки двигателя при $F_0 > 0$ (рис. 6);
- отрицательное напряжение питания $-U_n$ подключается к входу обмотки двигателя при $F_- > 0$ (рис. 7) и отрицательной полярности опорного сигнала ($Zn_- = 1$);
- отрицательное напряжение питания $-U_n$ отключается с замыканием накоротко входа обмотки двигателя при $\bar{F}_0 > 0$.

Управляющие сигналы F_+, F_-, F_0 поступают на вход ШИМ (рис. 8). Переключение ключевых элементов VT1–VT4 производится сигналами $U_{y1}, U_{y2}, U_{y3}, U_{y4}$, каждый из которых формируется RS-триггером, на RS-входы которого подаются логические сигналы:

$$\begin{aligned} S_1 &= \bar{Q}_2 \wedge F_+ \wedge Zn_+; & R_1 &= F_0; \\ S_2 &= \bar{Q}_1 \wedge F_0 \wedge Zn_-; & R_2 &= F_+; \\ S_3 &= \bar{Q}_4 \wedge F_- \wedge Zn_-; & R_3 &= \bar{F}_0; \\ S_4 &= \bar{Q}_3 \wedge \bar{F}_0 \wedge Zn_+; & R_4 &= F_-, \end{aligned}$$

где $\bar{Q}_1 - \bar{Q}_4$ – сигналы, формируемые на инверсном выходе RS-триггеров, запрещающие одновременное включение ключевых элементов одной стойки. Индексы при сигналах RS-триггеров R, S, \bar{Q} соответствуют порядковому номеру ключевого элемента, которым управляет соответствующий RS-триггер.

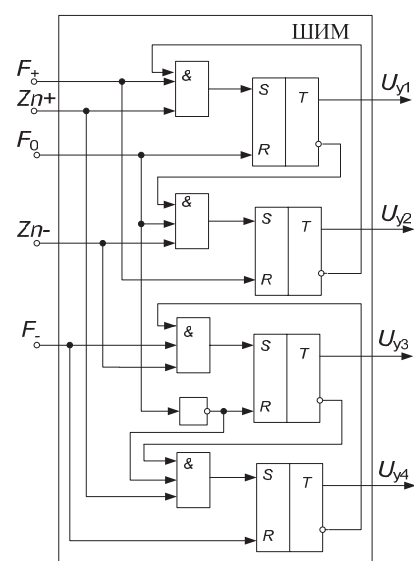


Рис. 8. Модель ШИМ

Управляющий сигнал равен сумме сигнала ошибки и сигнала развертки, поэтому в устано-

вившемся режиме максимальное отклонение тока в моменты коммутации от заданного опорного не превышает амплитуды пульсирующей составляющей, а среднее за период значение сигнала ошибки будет равно нулю (рис. 6, 7). Разработанный регулятор позволяет формировать ток в фазах двигателя без провалов при переключении обмоток (рис. 9), электромагнитный момент (рис. 10) на валу двигателя пропорционален значению сигнала тока задания i_y , что обеспечивает равномерность вращения, плавное регулирование электромагнитного и, следовательно, динамического момента в широком диапазоне при минимальной ошибке.

Кроме того, реализация управления инвертором с представлением его в виде трехуровневой системы (1, 0, -1) позволяет оптимизировать последовательность переключения силовых ключей при переходе опорного сигнала через нуль, что обеспечивает сохранение непрерывности модуляции при смене полярности опорного сигнала и приводит к улучшению качества регулирования (рис. 9).

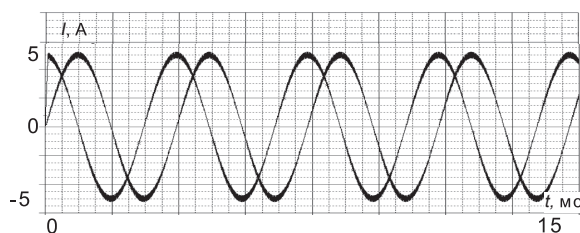


Рис. 9. Диаграммы токов в фазах бесконтактного двигателя постоянного тока

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бутаков А.Н., Булдаков В.Н., Филонова С.Ю., Чеснокова Т.Ю., Плеснивый А.Н., Лянзбург В.П. Математическая модель маховичного электромеханического исполнительного органа // Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб. науч. трудов НПЦ «Полус». – Томск: МГП «РАСКО», 2001. – С. 340–347.
2. Казанцев Ю.М., Лекарев А.Ф. Разработка модели и синтез регулятора бесконтактного электропривода // Приборы и систе-

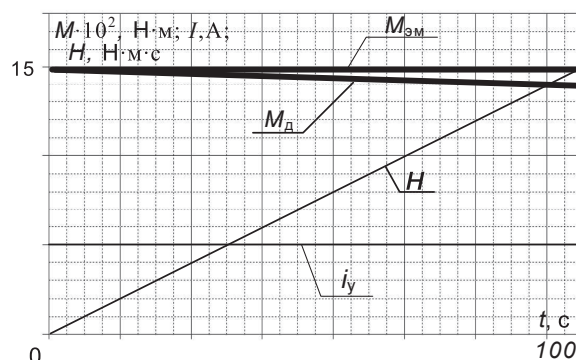


Рис. 10. Зависимость кинетического, электромагнитного, динамического моментов от времени при разгоне двигателя с максимальным управляющим сигналом

Выводы

1. Разработана имитационная модель электромеханического исполнительного органа, выполненная на компонентном и частично функциональном уровне, которая позволяет исследовать режимы работы и оптимизировать стратегию управления силовыми ключами инвертора.
2. Предложен способ управления с прогнозированием пульсирующей составляющей тока силовой цепи и реализация трехуровневой (1, 0, -1) системы управления инвертором, позволяющий повысить качество регулирования вращения момента вентильного электродвигателя в широком диапазоне частот вращения с уменьшением зоны нечувствительности и увеличением точности.

мы. Управление, контроль, диагностика. – 2003. – № 6. – С. 22–25.

3. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Зиновьев Г.С., Корюков К.Н., Мухаматшин И.А., Кальгин А.И. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными преобразователями частоты в системах электропривода переменного тока // Электротехника. – 2004. – № 10. – С. 43–50.

Поступила 10.06.2011 г.

УДК 621.315

ЧИСЛЕННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РЕЖИМОВ СТРАТИФИЦИРОВАННОГО ТЕЧЕНИЯ И МЕТОДИКА УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОМ ЭКСТРУЗИОННОГО НАЛОЖЕНИЯ МНОГОСЛОЙНОЙ ИЗОЛЯЦИИ

А.В. Казаков, Н.М. Труфанова

ФГБОУ ВПО «Пермский национальный исследовательский политехнический университет»

E-mail: ktei@pstu.ru

Показаны основные принципы управления процессом формирования многослойной полимерной изоляции на основании численного решения математической модели исследуемого процесса. Сформулирована математическая модель многослойного течения аномально-вязких расплавов полимеров.

Ключевые слова:

Численное моделирование, многослойное течение расплавов полимеров, управление технологическим процессом.

Key words:

Numerical simulation, multilayer polymer melts flow, process control.

В промышленности в настоящее время все более широкое применение находят кабели с полимерной многослойной изоляцией. Процесс изготовления такой изоляции достаточно сложен и требует соблюдения целого ряда технологических параметров: температурные режимы формования, геометрические размеры слоев изоляции, скорости изолирования, которые в значительной мере определяются свойствами изоляционного материала. Большинство производителей подобной кабельной продукции применяют технологические режимы, определенные лишь на основе собственного практического опыта и рекомендаций производителей экструзионного оборудования. Внедрение автоматизированной системы управления экструзионной линией позволит увеличить производительность при соблюдении ряда условий, обеспечивающих качество получаемого кабеля.

Процесс одновременного наложения многослойной изоляции с заданным уровнем качества требует учета целого ряда факторов, таких как давления, создаваемые экструдерами, линейная скорость движения жилы, температуры подогрева корпуса кабельной головки, температуры расплавов на выходах из экструдеров, температура предварительного подогрева жилы, геометрические размеры и конфигурация каналов, реологические и теплофизические свойства экструдруемых материалов. Ручной подбор совокупности вышеуказанных факторов непосредственно на действующем оборудовании приводит к значительным материально-временным затратам, что неизбежно сказывается на времени отладки и вывода оборудования на рабочий режим и на затратах, связанных с пусконаладочными работами.

С целью минимизации затрат на этапе вывода кабельной линии на рабочий режим целесообразно иметь некоторую заранее разработанную модель поведения процесса. Данная модель должна включать в себя все возможные сочетания влияющих на процесс экструзии факторов, а также оценку действия этих факторов на качество получаемой продукции. Необходимо отметить, что часть пара-

метров, отражающих качество получаемого изделия, можно оценить непосредственно в ходе технологического процесса экструзии (это, например, толщины накладываемых слоев, измеряемые рентгеноскопической установкой), а часть (внутренние перегревы) измерить невозможно. Поэтому разрабатываемая модель процесса должна доопределять некоторые из параметров, по которым можно судить о качестве получаемого изделия.

Для кабельных изделий среднего напряжения значительное влияние на рабочие характеристики оказывает равномерность электрического поля внутри изоляции кабеля. Это позволяет избежать появления «слабых» с точки зрения электрической прочности участков и повышает в целом нагрузочную способность кабеля. Поэтому изоляция таких кабелей не монолитная, а составная, многослойная, рис. 1.

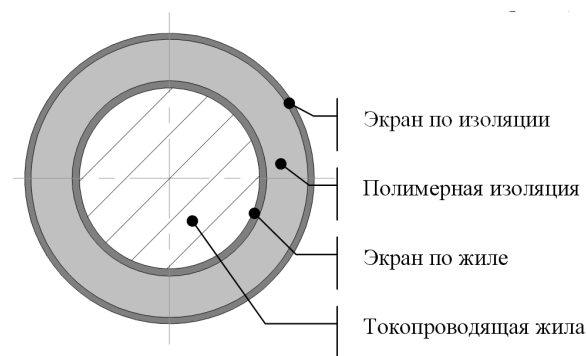


Рис. 1. Структура изоляции высоковольтного кабеля

Для высокого качества изолирующего покрытия важно не допускать попадания между слоями экран-изоляция-экран посторонних включений (пузырьки воздуха, капли воды и прочие инородные тела). Этого можно добиться только одновременным наложением всех трех слоев за один проход, исключая контакт слоев внутреннего экрана и изоляции с окружающей средой.

Конфигурация кабельной головки для одновременного наложения трех слоев изолирующих материалов представлена на рис. 2.

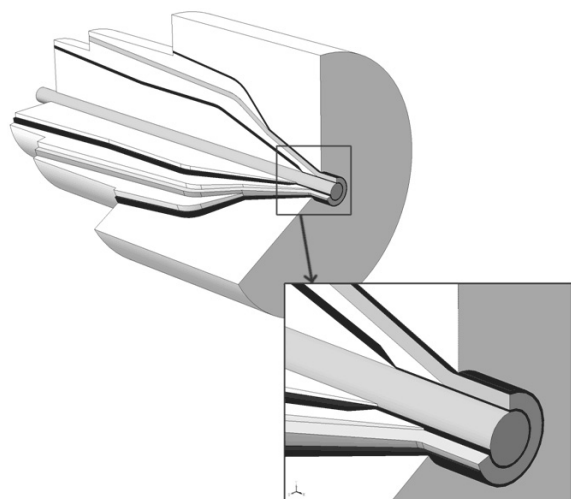


Рис. 2. Конфигурация кабельной головки

Поскольку все каналы коническо-цилиндрические, целесообразно рассматривать геометрию кабельной головки не в декартовой, а в цилиндрической системе координат (r – радиальная и ζ – продольная координаты), рис. 3.

Когда экструзионная линия выходит на рабочий режим, поддерживаются стабильные параметры работы (линейная скорость, давления в каналах, температуры). Поэтому можно считать исследуемый процесс стационарным и непрерывным.

Необходимо отметить, что задача определения оптимального режима экструзии осложняется нелинейными связями между параметрами процесса.

При постановке и решении задач, связанных с управлением какими либо процессами или объектами, важно допускать возможность отличия

входных параметров модели от входных параметров объекта управления. В данном случае это относится к различным коэффициентам, определяющим свойства перерабатываемых материалов. Например, реологические и теплофизические свойства расплавов в действительности могут варьироваться в некоторых пределах [1]. Таким образом, всегда можно определить некоторый вектор неконтролируемых возмущений. В итоге решение задачи параметрической оптимизации может дать набор управляющих воздействий, задание которых не приведет к получению качественного продукта. Естественным подходом к решению означенной проблемы является организация обратной связи при оперативном управлении процессом экструзии с использованием метода параметрической идентификации модели [2].

Заранее строится адаптер, позволяющий на основании упрощенной «рабочей модели» поведения объекта управления оперативно восстанавливать реальные свойства перерабатываемых материалов и определять новые необходимые управляющие воздействия с учетом скорректированных реологических свойств полимеров.

Процесс стратифицированного течения в каналах кабельной головки определяется целым рядом разнохарактерных параметров. Это и геометрия канала, свойства материалов, технологические режимы переработки [3]. Поэтому целесообразно сформулировать задачу управления процессом экструзии на основе математической модели, описывающей происходящие во время процесса явления [4].

Математическое описание процессов теплообмена расплавов полимера при стратифицированном течении основано на законах сохранения.

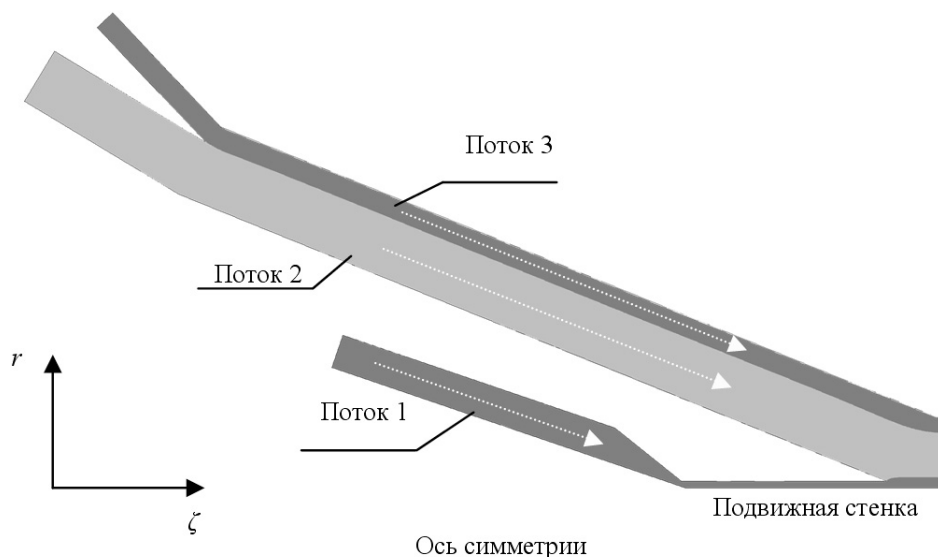


Рис. 3. Каналы истечения полимеров в цилиндрической системе координат

Сделаем ряд допущений:

- процесс стационарный;
- среда несжимаемая, без упругих свойств;
- массовые силы значительно меньше поверхностных;
- течение осесимметричное;
- на границах канала реализуется условия прилипания и непроницаемости;
- теплофизические характеристики постоянны.

В результате сделанных допущений система дифференциальных уравнений [5] для каждого из слоев потока в скоростях имеет следующий вид:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial(rv_r)}{\partial r} + \frac{\partial v_\zeta}{\partial \zeta} = 0, \quad (1)$$

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(2\mu_3^i \frac{\partial v_r}{\partial r} \right) + \frac{2\mu_3^i}{r} \frac{\partial v_r}{\partial r} - \frac{2}{r^2} \mu_3^i v_r + \frac{\partial}{\partial r} \left[\mu_3^i \left(\frac{\partial v_\zeta}{\partial r} + \frac{\partial v_r}{\partial \zeta} \right) \right] = \frac{\partial P}{\partial r}, \quad (2)$$

$$\frac{\partial}{\partial r} \left[\mu_3^i \left(\frac{\partial v_\zeta}{\partial r} + \frac{\partial v_r}{\partial \zeta} \right) \right] + \frac{\mu_3^i}{r} \left(\frac{\partial v_\zeta}{\partial r} + \frac{\partial v_r}{\partial \zeta} \right) + \frac{\partial}{\partial \zeta} \left(2\mu_3^i \frac{\partial v_\zeta}{\partial \zeta} \right) = \frac{\partial P}{\partial \zeta}, \quad (3)$$

$$\rho^i C^i \left(v_r \frac{\partial T}{\partial r} + v_\zeta \frac{\partial T}{\partial \zeta} \right) = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \lambda^i \frac{\partial T}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial \zeta} \left(\lambda^i \frac{\partial T}{\partial \zeta} \right) + \Phi, \quad (4)$$

где индекс i – определяет номер слоя в потоке и соответствующий ему материал; r, ζ – радиальная и продольная цилиндрические координаты; v_r, v_ζ – компоненты вектора скорости; Φ – диссипативный источник тепла; P – давление; T – температура; ρ – плотность; C – теплоемкость; λ – теплопроводность; μ_3 – эффективная вязкость, являющаяся функцией скорости сдвига и температуры:

$$\mu_3 = \mu_0 e^{-\beta(T-T_0)} \left(\frac{I_2}{2} \right)^{\frac{n-1}{2}}, \quad (5)$$

где μ_0 – начальная вязкость при T_0 ; β – температурный коэффициент вязкости; n – коэффициент аномалии вязкости; I_2 – второй инвариант тензора скоростей деформации.

Необходимость учета зависимости вязкости расплава полимера от температуры показана в [6].

Реологические свойства исследуемых расплавов полимеров были получены в ходе серии натурных экспериментов с применением ареометра Discovergy HR-2, физические параметры, такие как плотность, теплоемкость и теплопроводность – по данным изготовителя.

Система дифференциальных уравнений (1)–(5) замыкалась следующими граничными условиями:

- на неподвижных стенках компоненты скорости равны нулю;

- на границе контакта с подвижной жилой продольная компонента скорости равна скорости движения жилы (0,183 м/с);
- на входе в каналы задавались давления;
- на выходе – граничные условия второго рода по скорости и температуре (исходя из соображений о установившемся процессе на выходе);
- температура неподвижных стенок каналов 443 К;
- температура расплавов полимеров на выходе из экструдеров 423 К (измерялась при помощи термодатчиков, встроенных в каналы);
- температура подвижной жилы 383 К;
- на границах раздела потоков задавались следующие граничные условия:

– по напряжениям

$$\begin{aligned} & (\tau_{rr} \cos(r, n) + \tau_{r\zeta} \cos(\zeta, n))|_1 = \\ & = (\tau_{rr} \cos(r, n) + \tau_{r\zeta} \cos(\zeta, n))|_2; \\ & (\tau_{rr} \cos(r, n) + \tau_{r\zeta} \cos(\zeta, n))|_2 = \\ & = (\tau_{rr} \cos(r, n) + \tau_{r\zeta} \cos(\zeta, n))|_3; \\ & (\tau_{rr} \cos(\zeta, n) + \tau_{r\zeta} \cos(r, n))|_1 = \\ & = (\tau_{rr} \cos(\zeta, n) + \tau_{r\zeta} \cos(r, n))|_2; \\ & (\tau_{rr} \cos(\zeta, n) + \tau_{r\zeta} \cos(r, n))|_2 = \\ & = (\tau_{rr} \cos(\zeta, n) + \tau_{r\zeta} \cos(r, n))|_3; \end{aligned} \quad (6)$$

– по скоростям

$$\begin{aligned} v_r|_1 &= v_r|_2; & v_\zeta|_1 &= v_\zeta|_2; \\ v_r|_2 &= v_r|_3; & v_\zeta|_2 &= v_\zeta|_3; \end{aligned} \quad (7)$$

– по потокам тепла

$$\begin{aligned} q_r|_1 &= q_r|_2; & q_\zeta|_1 &= q_\zeta|_2; \\ q_r|_2 &= q_r|_3; & q_\zeta|_2 &= q_\zeta|_3; \end{aligned} \quad (8)$$

– по температуре на границах раздела потоков

$$T|_1 = T|_2; \quad T|_2 = T|_3, \quad (9)$$

где индексы 1–3 – номера слоев стратифицированного течения; $\tau_{rr}, \tau_{r\zeta}$ – нормальные и касательные напряжения:

$$\tau_{rr} = 2\mu_3 \frac{\partial v_r}{\partial r}, \quad \tau_{r\zeta} = \mu_3 \left(\frac{\partial v_r}{\partial \zeta} + \frac{\partial v_\zeta}{\partial r} \right), \quad (10)$$

q_r, q_ζ – потоки тепла в направлении соответствующих осей.

Система дифференциальных уравнений (1)–(10) решалась численно, методом конечных элементов. В результате получено решение, с одной стороны удовлетворяющее заданным условиям качества, а с другой – обеспечивающее наивысшую скорость изолирования. При этом задавались различные сочетания давлений на входах в каналы, и контролировались результирующие толщины накладываемых на жилу слоев.

Верификация предложенной математической модели заключалась в сравнении получаемых по ней результатов с результатами численных моделей других авторов и натурных экспериментов.

Решение включало совокупность температурных полей, распределений потоков полимеров в каналах, поля давления, скорости. Возможность построения границы раздела потоков позволила судить о толщине накладываемых на жилу слоев на выходе из кабельной головки, а температурные поля — контролировать внутренние перегревы в толще расплава полимера.

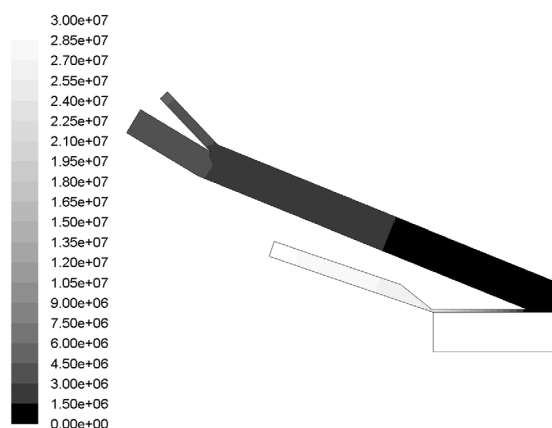


Рис. 4. Поле давления в каналах кабельной головки

На рис. 4 представлено поле давления внутри кабельного канала. Видно, что наиболее нагруженным являлся канал, по которому истекал полимер, образующий внутренний полупроводящий слой по жиле. Это связано с наименьшим поперечным сечением данного канала и с достаточно высокой вязкостью полимера. Давления на входах в каналы составили 28,9; 4,1 и 4,7 МПа соответственно для первого, второго и третьего каналов.

На рис. 5 приведено поле скоростей движения расплава по каналам кабельной головки. Наибольшая скорость потока наблюдалась в самом узком сечении канала (сужение при перетекании материала из канала с неподвижными стенками в канал, одна из стенок которого образована подвижной жилой). Максимальная скорость в этом суженном участке примерно в 2 раза превосходила скорость движения жилы.

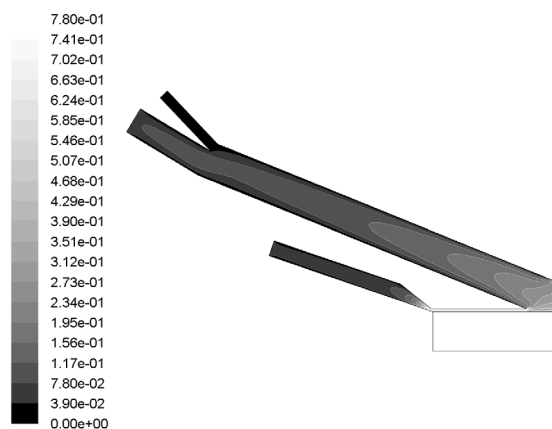


Рис. 5. Поле скоростей в каналах кабельной головки

Анализ температурного поля, рис. 6, показал достаточно равномерный характер прогрева материала

в канале. На выходе полимер практически сохранял температуру расплава, получаемого от экструдера — 423 К, а средняя температура на выходе 426 К. На неподвижных стенках температура соответствовала температуре подогрева кабельной головки, что облегчало движение материала по каналу.

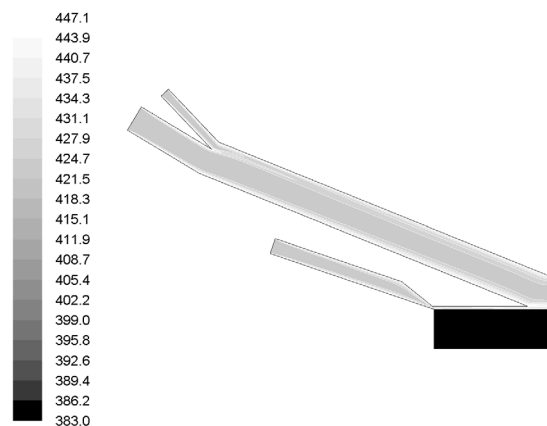


Рис. 6. Поле температур в каналах кабельной головки

Рис. 7 демонстрирует траектории движения расплава полимеров по коническо-цилиндрическим каналам кабельной головки и отражает взаимодействие потоков при их слиянии. На рис. 8 отдельно показаны границы потоков расплавов полимеров. Можно отметить стабильность границ на всем участке взаимодействия потоков, что обеспечивает хорошее качество получаемой многослойной изоляции.

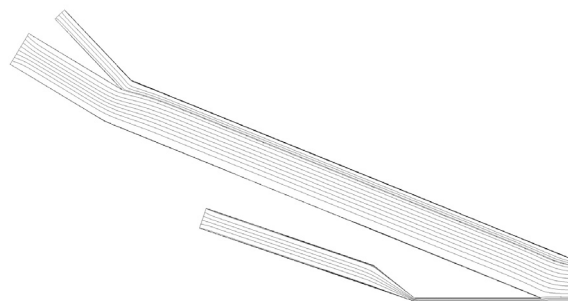


Рис. 7. Распределение потоков материала внутри каналов кабельной головки

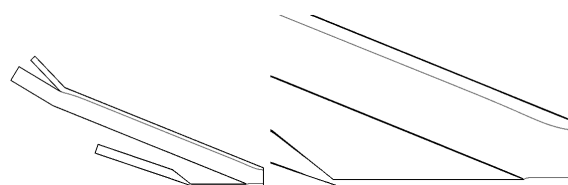


Рис. 8. Границы раздела потоков

Границы потоков позволили определить толщины накладываемых на жилу полимерных полупроводящих и изолирующих слоев.

Таким образом, предлагаемая математическая модель пространственного трехслойного течения anomalно вязких расплавов полимеров с различными теплофизическими и реологическими свойствами, а так же численная ее реализация позволи-

ли рассчитать параметры технологического режима формирования электрической изоляции для рассматриваемой геометрии кабельной головки. С использованием описанной модели определены оптимальные параметры технологического процесса, позволившие увеличить производительность линии по формированию трехслойной изоляции при обязательном соблюдении условий качества получаемой продукции. Предлагаемая модель дополни-

тельно позволила заранее рассчитать вероятные реакции процесса наложения на изменение различных параметров (например, внезапно меняющихся свойств перерабатываемых материалов). Это способствует повышению качества выпускаемой продукции и исключению так называемого «человеческого фактора», зачастую являющимся самым слабым звеном всей технологической цепочки производства кабельной продукции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Терлыч А.Е., Труфанова Н.М., Щербинин А.Г. Адаптивная система управления процессом экструзии при производстве кабельной продукции // Информационные управляющие системы: Сб. науч. тр. / Перм. гос. техн. университет. – Пермь: Пермский ЦНТИ, 2006. – С. 280–284.
2. Столбов В.Ю., Швейкин А.И. Построение системы адаптивного управления процессом восстановления насосных штанг // Механика и процессы управления: Труды XXXIII Уральского семинара. – Екатеринбург: Изд-во УрО РАН, 2003. – С. 338–345.
3. Казаков А.В., Труфанова Н.М. Численное моделирование процесса течения полимера в кабельной головке и анализ зависимости параметров процесса от некоторых теплофизических свойств материала // Вестник ПГТУ. Механика. – 2009. – № 1. – С. 130–136.
4. Казаков А.В., Савченко В.Г., Труфанова Н.М. Расчет влияния геометрии каналов технологического инструмента кабельной головки на возникновение вихревых потоков при наложении изоляции // Кабели и провода. – 2010. – № 2 (321). – С. 11–13.
5. Тадмор З., Гогос К. Теоретические основы переработки полимеров. – М.: Химия, 1984. – 632 с.
6. Казаков А.В., Савченко В.Г., Труфанова Н.М. Моделирование процессов тепломассопереноса полимера в головке экструдера с учетом и без учета зависимости вязкости от температуры // Интеллектуальные системы в производстве. – 2010. – № 1 (15). – С. 130–133.

Поступила 25.12.2011 г.

УДК 621.315

ЧИСЛЕННОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ТЕЧЕНИЯ ПОЛИМЕРОВ В УСЛОВИЯХ ФАЗОВОГО ПЕРЕХОДА В ВИНТОВЫХ КАНАЛАХ ЭКСТРУДЕРОВ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ ПЛАСТМАССОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ

Е.В. Субботин, А.Г. Щербинин, Н.М. Труфанова

ФГБОУ ВПО «Пермский национальный исследовательский политехнический университет»

E-mail: ktei@pstu.ru

Проведено численное исследование работы экструдера с классической геометрией шнека. Представлены графики распределения давления, изменения минимальной, средней и максимальной температур по длине канала. Приведены картины: изменения формы пробки; распределения температурного поля и компонент скорости в поперечном сечении канала экструдера. Построены напорно-расходные характеристики.

Ключевые слова:

Математическая модель, экструдер, шнек, численное исследование.

Key words:

Mathematical model, extruder, screw, numerical investigation.

В современном кабельном производстве основным способом наложения пластмассовой изоляции является экструзия. Многочисленные исследования, проводимые в данной области, направлены, прежде всего, на модернизацию оборудования и совершенствование технологических режимов. Натурные испытания вследствие большой производительности шнековых аппаратов и высокой цены полимерных материалов превращаются в дорогостоящую и продолжительную работу. Кроме то-

го, с помощью эксперимента сложно выявить некоторые скрытые особенности изучаемого процесса. Например, определить области локальных перегревов, что является важным при рассмотрении процессов переработки современных полимерных материалов, обеспечение высоких эксплуатационных характеристик которых может быть достигнуто только при строгом соблюдении заданных температурных режимов. Это вызывает необходимость развития теоретических основ исследуемых про-

цессов. Одним из основных инструментов, способствующих получению заданного результата, является математическое моделирование. Использование существующих ныне трехмерных математических моделей, зачастую ограничивается изучением течения уже расплавленного материала, а сам процесс плавления твердого полимера остается неохваченным [1–3].

Данная статья посвящена численным исследованиям работы пластицирующего экструдера. В основу, разработанного для решения этой задачи программного продукта, заложена трехмерная математическая модель, охватывающая все функциональные зоны, начиная от зоны загрузки и заканчивая зоной дозирования, и учитывающая: нелинейность свойств материала; вынужденную конвекцию расплава полимера в условиях фазового перехода; влияние потока утечек расплава полимера через зазор между гребнем нарезки червяка и внутренней поверхностью цилиндра.

Математическое представление процессов движения и теплообмена полимеров в винтовом канале пластицирующего экструдера основывается на законах сохранения массы, количества движения и энергии [4, 5]:

$$\nabla \cdot \mathbf{V} = 0; \quad (1)$$

$$\rho(\mathbf{V} \cdot \nabla) \mathbf{V} = -\nabla P + (\nabla \cdot \tilde{\tau}); \quad (2)$$

$$\rho C(T)(\mathbf{V} \cdot \nabla) T = \nabla \cdot \lambda \nabla T + (\tilde{\tau} : \nabla \mathbf{V}), \quad (3)$$

где ρ и C – плотность и удельная теплоемкость полимера; λ – коэффициент теплопроводности; \mathbf{V} – вектор скорости; T – температура; P – гидростатическое давление; $\tilde{\tau}$ – тензор девиатора напряжений; $(\tilde{\tau} : \nabla \mathbf{V})$ – необратимый прирост внутренней энергии на единицу объема вследствие диссипации энергии при вязком течении.

Связь между тензором девиатора напряжений и тензором скоростей деформации определяется соотношением:

$$\tilde{\tau} = \mu_s \dot{\gamma}, \quad (4)$$

где $\dot{\gamma}$ – тензор скоростей деформации; μ_s – эффективная вязкость, являющаяся функцией скорости сдвига и температуры [6, 7].

При построении математической модели вводятся следующие упрощающие предположения: процесс стационарный; массовый расход постоянный; винтовой канал разворачивается на плоскость и используется обращенное движение (рис. 1); перенос тепла вдоль канала происходит в основном за счет конвективной составляющей, поэтому диффузия тепла по координате Z не учитывается; пробка гранул деформируема, а скорость и плотность ее постоянны; упругие процессы в расплаве полимера не учитываются; градиентами составляющих скоростей в направлении оси Z пренебрегаем, поскольку длина канала на два-три порядка больше высоты и ширины, а его геометрия по длине постоянна или изменяется очень плавно; инерционные и массовые силы малы по сравне-

нию с силами вязкого трения.

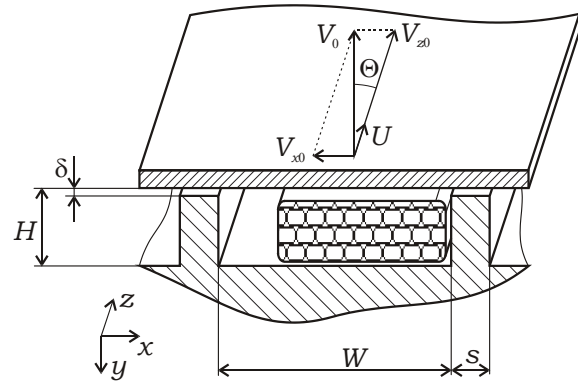


Рис. 1. Схема развернутого винтового канала

Кроме того, применяются следующие условия однозначности:

1. В качестве граничного условия по температуре на входе в канал используется температура гранул полимера из загрузочного бункера, равная температуре окружающей среды:

$$T_{z=0} = T_s,$$

где T_s – температура гранул полимера.

2. Граница раздела фаз определяется изотермой, соответствующей некоторой средней (в интервале фазовых превращений) температуре плавления или средней температуре из диапазона размягчения аморфных полимеров.
3. Граничные условия для составляющих скоростей задаются из условия прилипания жидкости к твердым непроницаемым поверхностям (стенкам канала и поверхности раздела фаз):

$$v_{z|x=[0..W+s],y=0} = V_{z0} = V_0 \cos \Theta; \quad v_{z|x=x_r, y=y_r} = U;$$

$$v_{z|x=x_{ш}, y=y_{ш}} = 0; \quad v_{x|x=[0..W+s], y=0} = V_{x0} = V_0 \sin \Theta;$$

$$v_{x|x=x_r, y=y_r} = 0; \quad v_{x|x=x_{ш}, y=y_{ш}} = 0; \quad v_{y|x=[0..W+s], y=0} = 0;$$

$$v_{y|x=x_r, y=y_r} = 0; \quad v_{y|x=x_{ш}, y=y_{ш}} = 0.$$

Здесь x_r, y_r – координаты границы раздела фаз, которые изменяются по мере продвижения и плавления пробки гранул и определяются на каждом шаге по длине; $x_{ш}, y_{ш}$ – координаты поверхности шнека; U – скорость пробки гранул; W – ширина канала; S – ширина гребня винтовой нарезки.

4. На внутренней поверхности корпуса задается распределение температуры:

$$T = T_{ц}(z),$$

а на поверхности шнека:

$$T = T_{ш}(z),$$

где $T_{ц}(z)$ – зависимость изменения температуры корпуса, определяемая технологическими условиями переработки полимерного материала; $T_{ш}(z)$ – распределение температуры шнека, определяемое из совместного решения данной задачи и задачи по определению температуры шнека.

Рабочие характеристики экструдера с учетом определяемой температуры шнека находятся путем совместной итерационной процедуры решения задачи тепломассопереноса полимера в канале экструдера и задачи по определению температуры шнека [8]. На первом шаге вычисляется распределение температуры шнека при условии, что внутренний источник тепла отсутствует. Это распределение используется в качестве граничного условия в выше представленной математической модели процессов тепломассопереноса пластицирующего экструдера, после решения, которой определяется изменение мощности внутреннего источника тепла Q вдоль оси шнека. Далее с учетом полученного распределения диссипативного источника тепла Q пересчитывается температура шнека и повторно решается задача тепломассопереноса полимера в канале экструдера. Процедура совместного решения задач тепломассопереноса полимера в канале экструдера и определения температуры шнека продолжается до тех пор, пока не выполнится заданное условие по точности.

Для решения задачи по определению температуры шнека используется следующая методика: полимер совершает стержневое движение в кольцевом зазоре между шнеком и внутренней поверхностью цилиндра при условии, что гребни отсутствуют, при этом тепловой поток от корпуса к шнеку через зазор между гребнями учитывается итерационно. На каждом шаге итерации по разности температур между корпусом и шнеком определяется плотность теплового потока от корпуса к гребню нарезки червяка через радиальный зазор. Вычисленный таким образом тепловой поток прикладывается к шнеку. Итерационный процесс продолжается до тех пор, пока максимальная разность по температуре шнека между текущей и предыдущей итерацией в узлах расчетной области по абсолютному значению не будет меньше некоторой наперед заданной малой величины.

Таким образом, система дифференциальных уравнений (1)–(4), записанная в декартовой системе координат с учетом упрощающих предположений, замкнутая краевыми условиями и условием постоянства массового расхода описывает процесс тепломассопереноса и плавления полимера в винтовом канале пластицирующего экструдера [9].

Верификация данной модели приведена в работе [10].

При численном решении уравнений математической модели использовался достаточно эффективный для подобных задач метод конечных разностей. В данном случае был выбран экономичный метод переменных направлений [11, 12].

Численные исследования проведены для экструдера с классической геометрией шнека, геометрические размеры которого представлены в табл. 1.

В качестве полимера выбран полиэтилен (ПЭ), теплофизические и реологические свойства которого приведены в табл. 2 и на рис. 2 [13]. Индекс s в табл. 2 соответствует твердому состоянию полимера, а m – расплавленному.

Таблица 1. Базовая геометрия экструдера

Внутренний диаметр цилиндра (корпуса), мм	160,0
Наружный диаметр шнека, мм	159,4
Шаг винтовой нарезки, мм	160,0
Ширина канала W , мм	137,3
Ширина гребня винтовой нарезки S , мм	15,3
Длины геометрических зон загрузки, сжатия и дозирования, витки	10/10/7
Суммарная длина шнека, витки	27
Глубина канала в зоне загрузки, H_1 , мм	16
Глубина канала в зоне дозирования H_2 , мм	4
Угол подъема винтовой линии Θ , град	17°39'
Радиальный зазор между гребнем шнека и корпусом δ , мм	0,3
Диаметр отверстия в шнеке, мм	48

Таблица 2. Реологические и теплофизические свойства полиэтилена

Полимер	n	μ_0	T_0	β	T_{Π}	ρ_s	ρ_m	λ_s	λ_m
	–	Па·с ⁿ	°C	1/°C	°C	кг/м ³	кг/м ³	Вт/(м·°C)	Вт/(м·°C)
Полиэтилен	0,44	10825	160	0,018	110	919,0	779,0	0,335	0,182

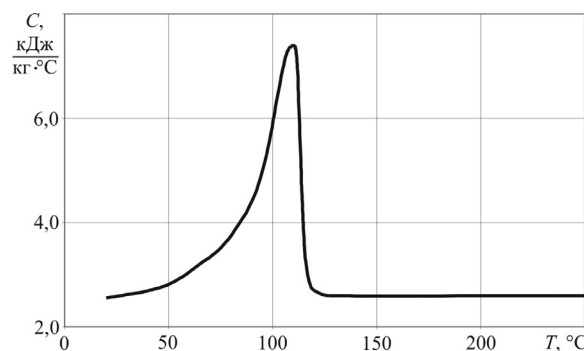


Рис. 2. Зависимость удельной теплоемкости ПЭ от температуры

Начальная температура гранулята T_0 равна 20 °C. Число оборотов шнека $N_{\text{ш}}=60$ об./мин. Температура цилиндра экструдера T_{Π} на первых семи витках линейно растет с 92 до 200 °C, далее до конца не изменяется. Массовая производительность экструдера $G_0=0,06$ кг/с.

Плавление полимера в классических пластицирующих экструдерах сначала происходит по пленочному механизму с деформацией пробки, а после того как ее ширина станет меньше половины ширины канала механизм плавления переходит в пробковый (бездеформационный), оставаясь таковым до полного расплавления твердого полимера. При пленочном механизме плавления деформация пробки, форма которой близка к прямоугольной, обусловлена перепадом давления в поперечном сечении канала. Интенсивность плавления твердого полимера на этом этапе зависит от ширины пробки. При переходе к пробковому механизму скорость плавления снижается. На рис. 3 представлена характерная картина изменения формы твердой пробки и изменение относительной площади твердого полимера по длине канала переменной высоты.

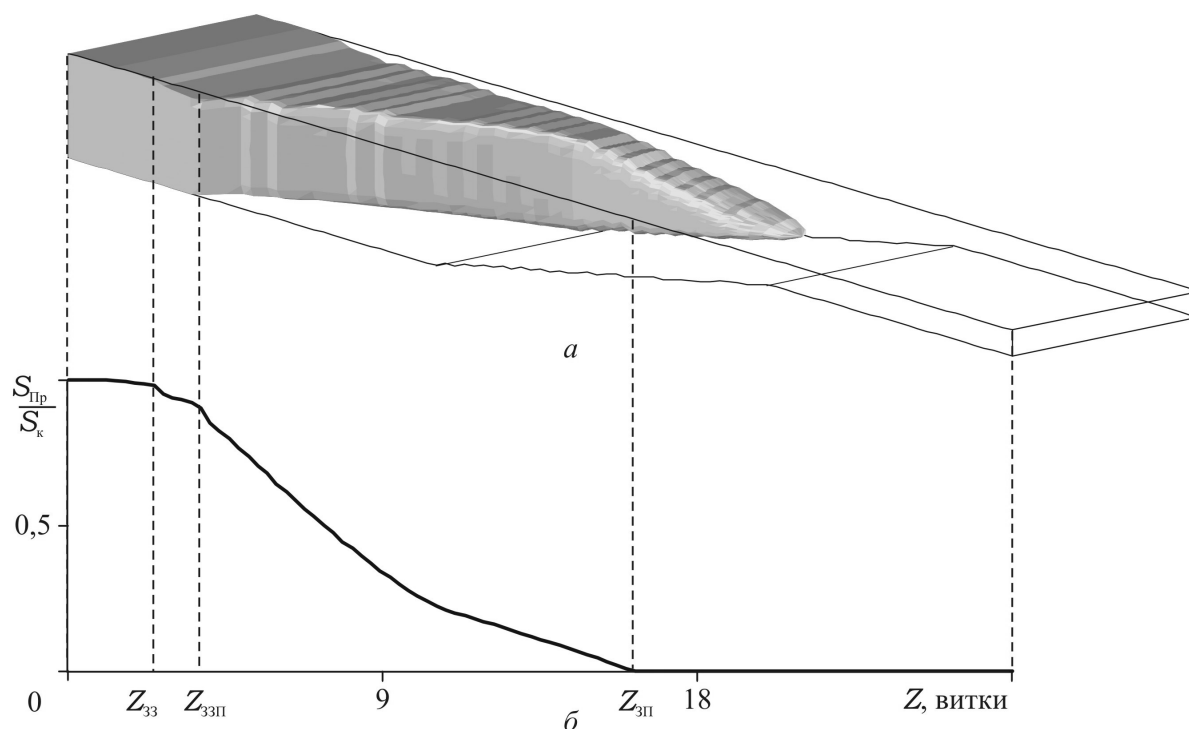


Рис. 3. Изменение формы (а) и площади (б) пробки по длине канала

Численное исследование позволяет осуществлять последовательное, пошаговое продвижение по длине канала экструдера, при котором на каждом шаге в поперечном сечении определяются: поля температуры и компоненты вектора скорости в узлах расчетной сетки; средняя, минимальная и максимальная температуры материала; градиент давления и давление в канале; а также другие необходимые характеристики. Это дает возможность получить представление о скрытых особенностях изучаемого процесса.

Например, на рис. 4 представлены картины распределения температурного поля в поперечном сечении канала экструдера на длинах 9, 13 и 27 витков соответственно. Выводимые поля отображаются в виде трехмерных поверхностей, при этом узлы расчетной сетки, в зависимости от определенного в них значения функции, располагаются на разной высоте и отличаются по цвету. Это позволяет определить наиболее нагретые области материала и контур твердой пробки. Причем, хорошо видно, что на девятом витке плавление полимера происходит по пленочному механизму (рис. 4, а), на тринадцатом реализуется пробковый механизм (рис. 4, б), и к выходу из экструдера (рис. 4, в) материал уже полностью расплавлен.

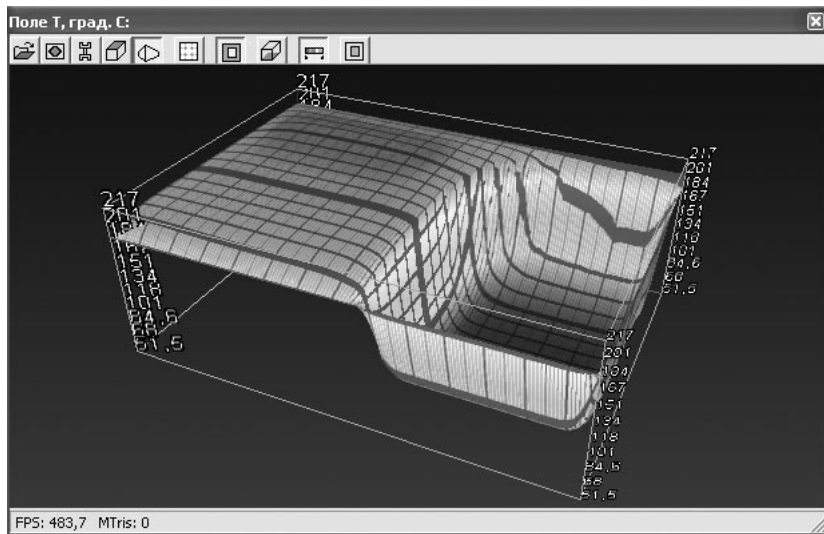
Аналогичным образом, построив поля составляющих компонент скорости, можно оценить характер течения расплава полимера в канале экструдера.

На рис. 5 представлены температурные поля в виде изотерм в пяти поперечных сечениях в канале и изменение температуры минимальной T_{\min} , средней $T_{\text{ср}}$, максимальной T_{\max} , корпуса $T_{\text{ц}}$ и шне-

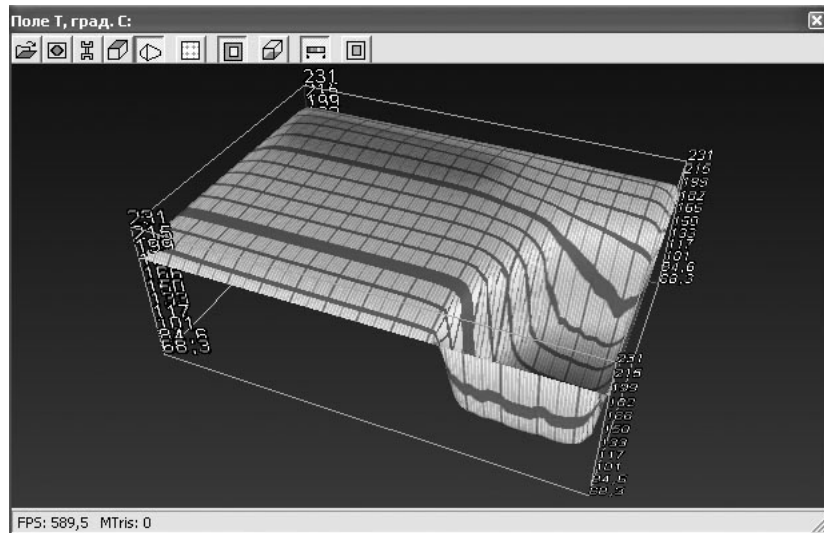
ка $T_{\text{ш}}$ по длине канала. Из рис. 5, а, видно, что наибольший градиент температур наблюдается на границе перехода твердый полимер – расплав. В бассейне расплава в зоне плавления температура распределена достаточно равномерно, что обусловлено интенсивной циркуляцией материала в поперечном сечении канала.

Из рис. 5, б, видно, что максимальная температура T_{\max} при переходе от зоны загрузки Z_{33} к зоне задержки плавления $Z_{33П}$ резко возрастает, что объясняется появлением диссипативного источника тепла в тонком слое над пробкой полимера, и это значительно ускоряет процесс плавления пробки полимера со стороны корпуса. Превышение максимальной температуры полимера T_{\max} над температурой цилиндра $T_{\text{ц}}$ к концу зоны задержки плавления $Z_{33П}$ достигает $50\text{ }^{\circ}\text{C}$.

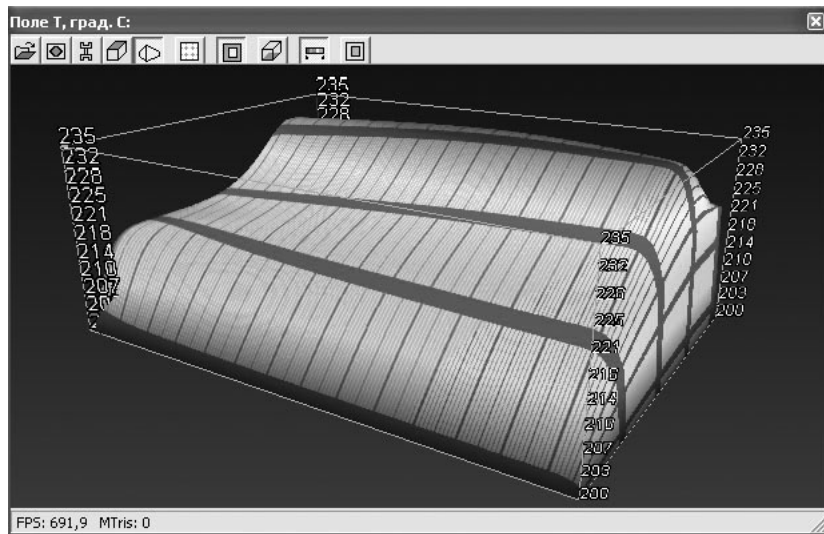
Минимальная температура T_{\min} , практически до конца зоны плавления, растет достаточно медленно, поскольку в пробке полимера изменение температуры обусловлено только процессами теплопроводности при невысоком значении коэффициента теплопроводности λ . К 14-му витку минимальная температура возрастает с 20 до $70\text{ }^{\circ}\text{C}$. В конце зоны плавления, где высота пробки значительно снижается, минимальная температура растет быстрее и при переходе к зоне дозирования за счет конвективного теплообмена на длине, примерно, полувитка минимальная температура возрастает с 110 ($T_{\text{п}}$) до $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ ($T_{\text{ш}}$). Это свидетельствует о том, что конвективный теплообмен в расплаве полимера значительно преобладает над теплообменом за счет теплопроводности.



a



б



в

Рис. 4. Температурное поле в канале экструдера: плавление полимера по пленочному механизму (а); реализация пробкового механизма (б); на выходе из экструдера (в)

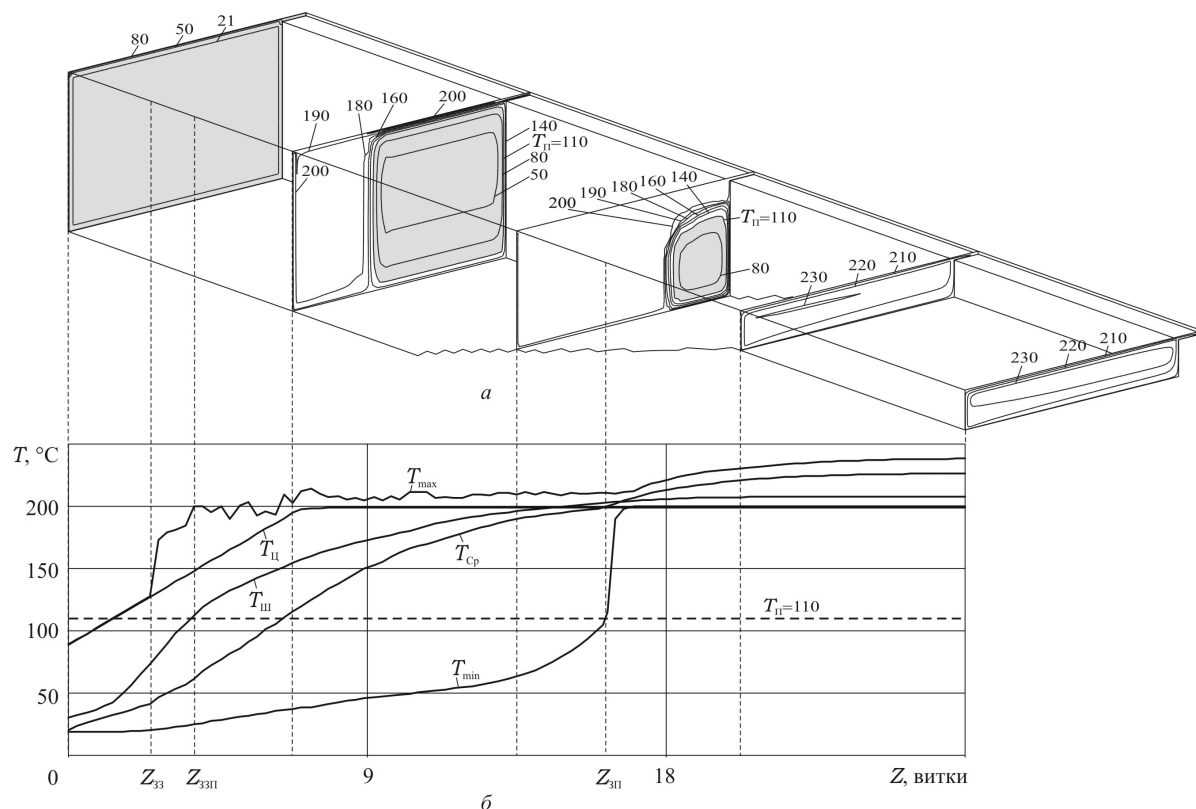


Рис. 5. Температурное поле в канале пластицирующего экструдера (а) (цифрами обозначена температура изотерм, °С). Изменение температуры минимальной T_{\min} , средней $T_{\text{ср}}$, максимальной T_{\max} , корпуса $T_{\text{ц}}$ и шнека $T_{\text{ш}}$ по длине канала (б)

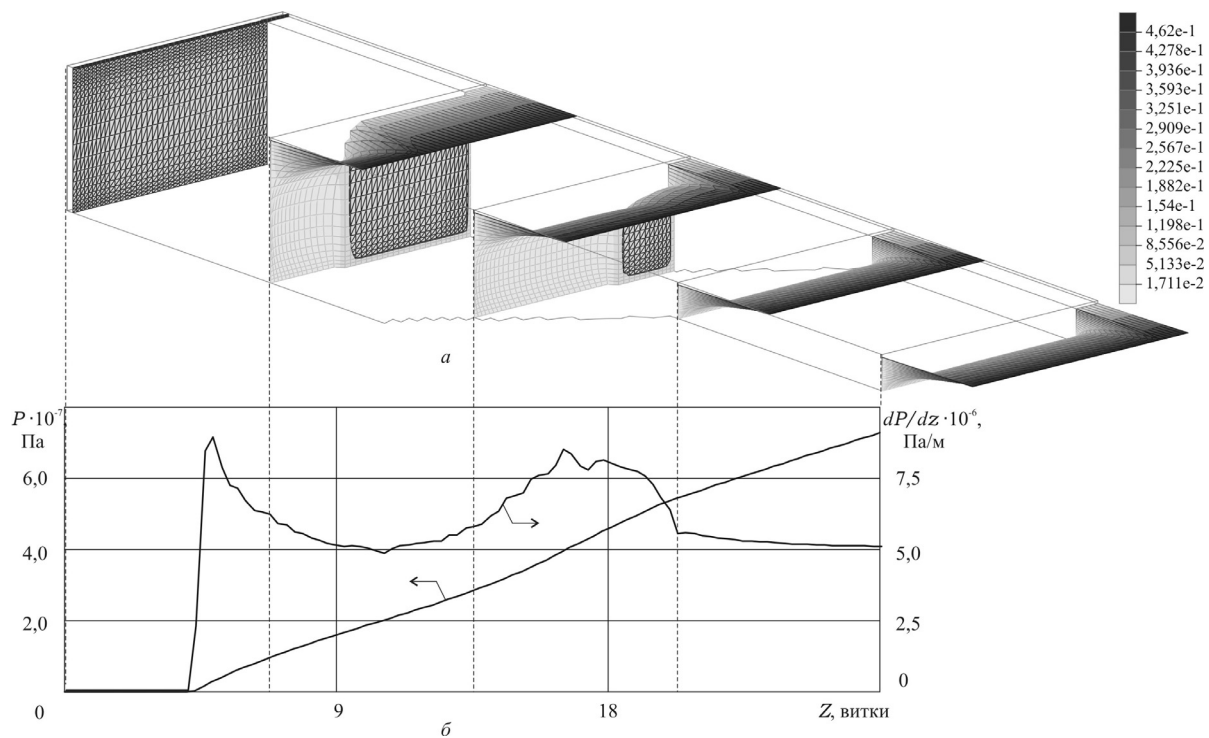


Рис. 6. Поля компоненты скорости v_z в канале пластицирующего экструдера (а) (м/с) и изменения градиента давления dP/dz и давления P по длине канала (б)

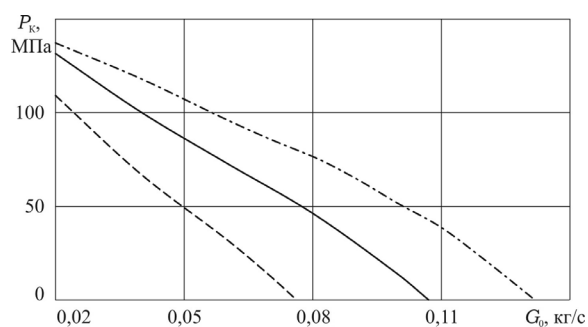


Рис. 7. Напорно-расходные характеристики экструдера P_k-G_0 при различных числах оборотов шнека $N_{ш}$ (--- $N_{ш}=40$ об/мин; — 60; - · - · - 80)

На рис. 6 приведены поля компоненты скорости v_z в пяти поперечных сечениях (а), изменение градиента давления dP/dz и давления P (б) по длине канала.

Из рис. 6, а, видно, что профили скоростей v_z существенно изменяются как в поперечном сечении канала, так и по его длине, и эпюры скорости v_z имеют вогнутый характер по всей длине канала,

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Syrjälä S. On the analysis of fluid flow and heat transfer in the melt conveying section of a single-screw extruder // Numer. Heat Transfer, Part A. – 1999. – V. 35. – № 1. – P. 25–47.
2. Manab Kumar Das, Ghoshdastidar P.S. Experimental validation of a quasi three-dimensional conjugate heat transfer model for the metering section of a single-screw plasticating extruder // Journal of Materials Processing Technology. – 2002. – V. 120. – Iss. 1–3 (Jan.). – P. 397–411.
3. Раувендаль К. Экструзия полимеров – СПб.: Профессия, 2008. – 786 с.
4. Тадмор З., Гогос К. Теоретические основы переработки полимеров. – М.: Химия, 1984. – 632 с.
5. Торнер Р.В. Теоретические основы переработки полимеров. – М.: Химия, 1977. – 460 с.
6. Янков В.И., Труфанова Н.М., Щербинин А.Г. Неизотермическое течение полимерных жидкостей в винтовых уплотнениях с продольной циркуляцией // Химическое и нефтегазовое машиностроение. – 2006. – № 3. – С. 12–15.
7. Янков В.И., Труфанова Н.М., Щербинин А.Г. Изотермическое течение аномально-вязких жидкостей в винтовых уплотнениях с продольной циркуляцией // Химическое и нефтегазовое машиностроение. – 2006. – № 6. – С. 3–5.
8. Щербинин А.Г., Труфанова Н.М., Янков В.И. Пространственная математическая модель одночервячного пластицирующего

экструдера. Сообщ. 2. Математическая модель по определению температуры шнека // Пластические массы. – 2004. – № 8. – С. 38–40.

экструдера. Сообщ. 1. Математическая модель процесса тепло-массопереноса полимера в канале экструдера // Пластические массы. – 2004. – № 6. – С. 38–41.

экструдера. Сообщ. 3. Проверка адекватности модели // Пластические массы. – 2005. – № 5. – С. 43–45.

Андрерсон Д., Таннехилл Дж., Плетчер Р. Вычислительная гидромеханика и теплообмен. В 2 т. – М.: Мир, 1990. – Т. 1. – 384 с.

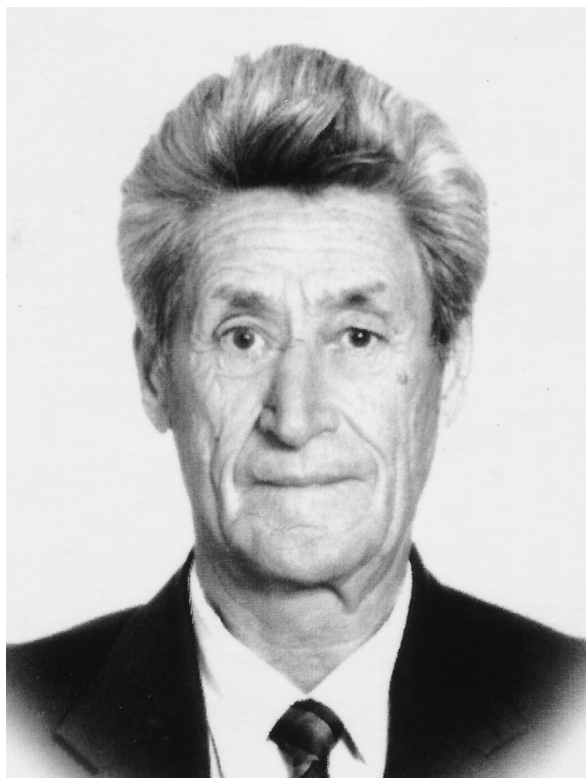
Андрерсон Д., Таннехилл Дж., Плетчер Р. Вычислительная гидромеханика и теплообмен. В 2 т. – М.: Мир, 1990. – Т. 2. – 392 с.

Agur A., Vlachopoulos J. Numerical simulation a single screw plastication extruder // Polymer Eng. Sci. – 1982. – V. 22. – № 17. – P. 1084–1094.

Поступила 25.12.2011 г.

Наши юбиляры

АКАДЕМИКУ Г.А. ФИЛИППОВУ – 80 ЛЕТ



6 января 2012 г. известному российскому ученому, специалисту в области газодинамики двухфазных сред, энергетического машиностроения и турбиностроения, академику РАН Геннадию Алексеевичу Филиппову исполнилось 80 лет.

Родился он в с. Ордановка Диканьского района Полтавской области. Жизненным этапом, определившим направления инженерных и научных интересов, стала учеба в Московском энергетическом институте (МЭИ), который Г.А. Филиппов закончил по кафедре паровых и газовых турбин профессора А.В. Щегляева. В этом коллективе в 1957 г. началась научно-педагогическая деятельность, здесь была подготовлена и защищена кандидатская, а затем в 1972 г. докторская диссертация. Важным обобщением результатов научной работы этого периода явилось создание «Атласа профилей решеток осевых турбин» (совместно с М.Е. Дейчем и Л.Я. Лазоревым), который до настоящего времени широко используется всеми отечественными, а также зарубежными турбостроительными заводами.

Развитие атомной энергетики потребовало проведения систематических фундаментальных и прикладных исследований по газодинамике двухфазных сред применительно к паровым турбинам. Для этого в МЭИ была создана лаборатория влажнопаровых турбин, которую возглавил Г.А. Филиппов. Под руководством Геннадия Алексеевича в нашей стране были начаты и получили дальнейшее развитие работы по фундаментальным основам динамики двухфазных сред, прикладные исследования по характеристикам потоков влажного пара в элементах проточных частей турбин АЭС, экспериментальные и теоретические исследования сепарации влаги во встроенных и вынесенных сепараторах. По этим направлениям были достигнуты приоритетные для отечественной науки и техники результаты, в том числе полученные впервые в мире. К ним относится, например, явление спонтанной конденсации влажного пара в турбинных ступенях низкого давления, исследованное и теоретически обоснованное в работах Г.А. Филиппова. По этой

проблематике им в соавторстве с М.Е. Дейчем опубликована капитальная монография «Гидродинамика двухфазных сред», которая впоследствии трижды переиздавалась с дополнением новейшими результатами.

Профессор Г.А. Филиппов большое внимание уделял и учебно-методической работе – под его авторством были изданы несколько учебников и учебных пособий.

В 1978 г. Г.А. Филиппов был назначен директором ведущего отраслевого института в структуре Минэнергомаша – Всесоюзного НИИ атомного машиностроения (ВНИИАМ), созданного на основе преобразования Московского отделения Центрального котло-турбинного института, и оставался на этом посту до 2005 г., перейдя затем на должность научного руководителя ВНИИАМ. С 2007 г. Г.А. Филиппов является консультантом в ряде организаций по вопросам энергетического машиностроения и атомной энергетики, в том числе в ОКБ «Гидропресс», Институте безопасного развития атомной энергетики РАН.

Наиболее значительным вкладом Г.А. Филиппова в науку и технику являются работы по закономерностям газодинамики двухфазных сред, по методам расчета и созданию эффективных проточных частей турбин АЭС, по теоретическому и экспериментальному обоснованию нового метода защиты энергетического оборудования от эрозионного и коррозионного износа за счет использования поверхностно-активных веществ, по разработке новых видов оборудования для атомных и тепловых электростанций, в том числе оборудования с гелиевым теплоносителем, турбин, парогенераторов, теплообменников и др. Им подготовлено более трех десятков кандидатов и докторов наук, а результаты исследований опубликованы в 200 статьях и 12 книгах.

Плодотворное сочетание в научной деятельности Геннадия Алексеевича пионерных фундамен-

тальных исследований и масштабных прикладных разработок принесли ему заслуженное признание. В 1978 г. он избран членом-корреспондентом АН СССР, а в 2000 г. – действительным членом Российской академии наук по отделению энергетики, машиностроения, механики и процессов управления.

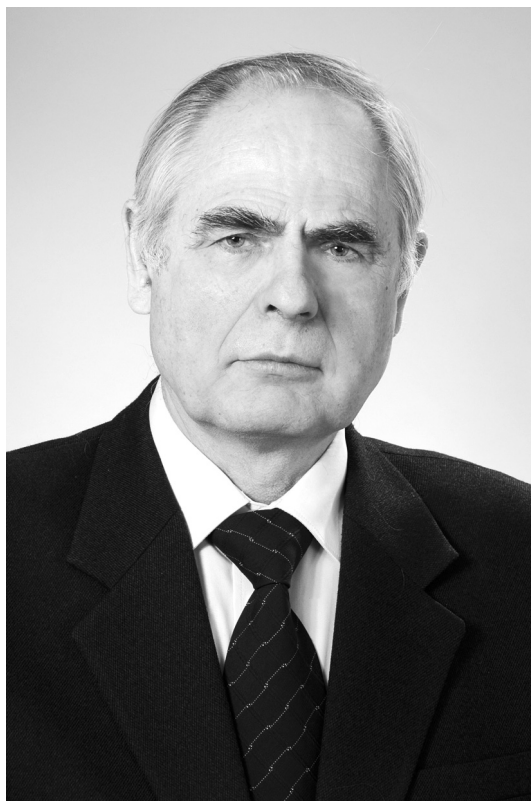
Г.А. Филиппову присвоено почетное звание «Заслуженный деятель науки и техники», он лауреат нескольких престижных премий в области науки и техники – Государственной премии СССР, Премии Совета Министров СССР, Премии Правительства РФ, Премии им. И.И. Ползунова АН СССР, награжден орденами «Знак Почета» и «Дружба».

Академик ведет активную научную, преподавательскую и общественную деятельность. Вот только часть его многочисленных обязанностей: член бюро отделения энергетики, машиностроения, механики и процессов управления РАН, член нескольких координационных советов РАН и редколлегий журналов, председатель диссертационного совета, председатель экспертного совета ВАК, председатель секции экспертного совета Российского фонда фундаментальных исследований, профессор Московского энергетического института (технического университета).

Геннадий Алексеевич участвует в реализации программы развития ТПУ как Национального исследовательского университета, являясь профессором Энергетического института и курируя направление теплоэнергетики и энергетического машиностроения. Он входит также в состав Оргкомитета ежегодной Всероссийской конференции «Теплофизические основы энергетических технологий» и Редакционного совета научного издания «Известия Томского политехнического университета».

Коллектив Энергетического института желает Геннадию Алексеевичу крепкого здоровья, творческого долголетия и успехов в совместной деятельности.

ПРОФЕССОРУ Ю.В. ХРУЩЕВУ – 70 ЛЕТ



Юрий Васильевич Хрущёв родился 17.04.1942 г. в семье рабочего, русский. В 1959 г. окончил среднюю школу № 4 в г. Междуреченске Кемеровской области и в этом же году поступил в Томский политехнический институт на электроэнергетический факультет (специальность – Электрические сети и системы). Трудовую деятельность начал в период обучения в Томском политехническом институте – работал электромонтёром на Томской ГРЭС-2. По окончании института на кафедре «Электрические сети и системы» последовательно занимал должности ассистента, старшего преподавателя, доцента.

С 1973 по 1984 гг. работал в Алтайском политехническом институте в должности доцента кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий».

С 1984 г. работает в Томском политехническом университете: сначала в должности доцента, затем в должности заведующего кафедрой – доцента с перерывом на очную докторантуру (1998–2000 гг.). В настоящее время работает в должности профессора кафедры «Электрические сети и электротехника».

В 1971 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование статической устойчивости дальних ЛЭП переменного тока по передаточным функциям и статическим характеристикам примыкающих энергосистем» (специальность 05.14.02 –

Электрические станции (электрическая часть), сети, электроэнергетические системы и управление ими).

В 2000 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Методы и средства управления программным движением генераторов по условиям обеспечения динамической устойчивости энергосистем» (специальность 05.14.02 – Электрические станции (электрическая часть), сети, электроэнергетические системы и управление ими).

После защиты диссертации на соискание учёной степени доктора технических наук в 2001 г. решением ВАК присуждена учёная степень доктора технических наук, а в 2002 г. присвоено учёное звание профессора по кафедре «Электрические сети и системы».

Основным научным результатом работы Ю.В. Хрущёва является теоретическое обоснование применимости методов автоматического управления программным движением к решению проблемы обеспечения динамической устойчивости сложных электроэнергетических систем. В области моделирования наиболее важной является разработка цифро-аналогово-физического моделирующего комплекса сложной (Тюменской) энергосистемы, выполненная в составе научно-исследовательской лаборатории «Моделирование электроэнергетических систем».

Результаты научной и учебно-методической деятельности профессора Ю.В. Хрущёва отражены

в многочисленных научных публикациях и учебно-методических изданиях. Обобщающими научными работами являются докторская диссертация и монография «Управление движением генераторов в динамических переходах энергосистем», изданная в 2001 г.

В последнее время Ю.В. Хрущёв активно занимается подготовкой кадров высокой квалификации, прежде всего преподавательского состава кафедры, а также аспирантов и магистрантов.

Оценку трудовой деятельности представляют присвоенные Ю.В. Хрущёву почётные звания и на-

грады: Почётный работник высшего профессионального образования Российской Федерации, Почётный энергетик Министерства топлива и энергетики Российской Федерации, Почётный энергетик «Томскэнерго», Серебряная медаль «За заслуги перед Томским политехническим университетом», Почётная грамота Администрации г. Томска «За высокие показатели по внедрению новых технологий и подготовку кадров».

Коллеги по работе и друзья поздравляют Юрия Васильевича с юбилеем и желают ему здоровья, удачи и дальнейших успехов в развитии науки!

ПРОФЕССОРУ А.В. АРИСТОВУ 60 ЛЕТ



В большом коллективе кафедры электропривода и электрооборудования Энергетического института ТПУ своеобразно выделяется активностью профессор, доктор технических наук Анатолий Владимирович Аристов.

А.В. Аристов родился 14 февраля 1952 г. в г. Томске. Его отец, Владимир Яковлевич, участник Великой Отечественной войны заочно окончил Московский энергетический институт и работал на Томском электромеханическом заводе в должностях энергетика, главного энергетика, главного инженера и директора завода, а затем на Томском манометровом заводе в должности заместителя директора. Мама, Алевтина Максимовна, работала на Томском электромеханическом заводе в отделе главного энергетика. После окончания средней школы № 6 в 1969 г. Анатолий Владимирович поступил в Томский политехнический институт на специальность «Электрооборудование летательных аппаратов». Вся последующая учебная и трудовая деятельность А.В. Аристова связана только с Томским политехническим университетом. насыщенная, сложная программа обучения закалила характер Анатолия Владимировича, приучила к самостоятельности, к достижению практического результата. Значимое влияние за время учебы оказали на А.В. Аристова преподаватели К.К. Сончик, Б.П. Соустин, В.И. Луковников.

Распределиться на кафедру «Электрооборудование и электротехника», А.В. Аристов прошел все ступени на пути к науке: 1975–1978 гг. – инже-

нер НИС, 1978–1987 гг. – младший научный сотрудник, ассистент, старший преподаватель. Активно участвовал в выполнении хозяйственных работ, освоил курс электронных и полупроводниковых устройств следящих электроприводов. В 1983 г. А.В. Аристов поступил в заочную аспирантуру, где его наставники в силу обстоятельств менялись: Е.В. Кононенко, Б.Е. Трофименко, В.И. Луковников, А.Е. Алехин.

Другой бы растерялся, но не А.В. Аристов. В 1987 г. он защитил кандидатскую диссертацию на тему: «Разработка и исследование прецизионного асинхронного электропривода угловых синусоидальных колебаний» (научный руководитель А.Е. Алехин). В 1987–2004 гг. Анатолий Владимирович – доцент кафедры «Электрооборудование и электротехника». Под его руководством прошли научную подготовку и защитили кандидатские диссертации С.А. Ткалич, Е.А. Шутов и Л.А. Паюк. По результатам исследований и разработок в 2000 г. издана монография «Электропривод колебательного движения с машиной двойного питания», а 18 мая 2001 г. А.В. Аристов защитил докторскую диссертацию на тему «Машина двойного питания как общий случай электродвигателя колебательно-го движения» и утвержден в ученой степени доктора технических наук.

С 2004 г. А.В. Аристов работает профессором кафедры «Электропривод и электрооборудование». Одновременно он работает в Институте дистанционного образования в должности первого

заместителя директора, где занимался вопросами организации и развития обособленных структурных подразделений ТПУ. С 2009 г. Анатолий Владимирович сосредоточивает свою работу на кафедре электропривода и электрооборудования в должности профессора, читает курсы лекций по электронным и микропроцессорным устройствам, физическим основам электроники, издает учебные пособия, осуществляет руководство аспирантами. А.В. Аристов опубликовал свыше 130 научно-методических работ, в том числе одну монографию, получил 16 авторских свидетельств и патентов на изобретения.

Профессор А.В. Аристов является членом двух диссертационных советов, экспертом и рецензентом ряда научных изданий, в том числе журнала «Известия Томского политехнического университета», организатором и председателем Оргкомитета V Международной научно-технической конференции «Электромеханические преобразователи энергии».

Заслуги и достижения А.В. Аристова отмечены Почетной грамотой Министерства образования

РФ, званием «Почетный работник высшего профессионального образования», юбилейными медалями ТПУ и факультета автоматики и электромеханики. Анатолий Владимирович активно участвует во всех мероприятиях кафедры электропривода и электрооборудования и Энергетического института. Его отличают эмоциональность, разносторонность интересов, музыкальные и художественные способности: он руководил инструментальным ансамблем «The High Life», был бессменным редактором и оформителем стенных газет кафедры электрооборудования и электротехники. Основным увлечением А.В. Аристова являются рыбалка, охота, а также садоводство. В его семье и супруга Людмила Ивановна, и сыновья Владимир и Алексей получили электротехническое образование в ТПУ – образовалась династия Аристовых.

Коллеги и друзья сердечно поздравляют Анатолия Владимировича с 60-летием со дня рождения, благодарят его за плодотворный труд и желают крепкого здоровья на долгие годы, творческих и научных успехов, семейного благополучия.

Некролог

ПРОФЕССОР М.С. РОЙТМАН (1933–2012)



Марсель Самуилович Ройтман родился 29 декабря 1933 г. в г. Кишиневе, Румыния, в семье служащих. Его детство пришлось на военные годы, которые он вместе с матерью провел в эвакуации в Средней Азии. После войны семья переехала в г. Гродно в Белоруссии.

В 1950 г. М.С. Ройтман поступил во Львовский политехнический институт на радиотехнический факультет, который закончил с отличием в 1955 г. по специальности «Автоматические и измерительные устройства» и получил квалификацию инженера-электрика.

После окончания института был направлен на завод п/я 124 г. Красноярска, где работал инженером-конструктором, старшим инженером и ведущим инженером СКБ.

С сентября 1957 г. деятельность М.С. Ройтмана связана с Томским политехническим институтом: он был принят на должность ассистента кафедры теоретических основ радиотехники. В октябре 1959 г. Марсель Самуилович поступил в аспирантуру. В мае 1962 г. он до окончания срока аспирантуры защитил кандидатскую диссертацию, а с октября 1962 г. назначается заведующим новой кафедрой политехнического института – радиотехники (впоследствии – кафедра компьютерных измерительных систем и метрологии). Вначале кафедра имела в своем составе только двух преподавателей и одного лаборанта. В предельно сжатые сроки им были решены многие проблемы, связанные с кадровым, материально-техническим и учебно-методическим обеспечением. Была изготовлена се-

рия из 14 универсальных макетов по электронике, что позволило сразу в двух лабораториях вести занятия фронтальным методом.

Кафедра с момента основания активно включилась в выполнение научно-исследовательских работ и быстро заняла лидирующие позиции не только в ТПИ, но и в стране. Уже в 1965 г. был разработан первый отечественный калибратор переменных напряжений. Вскоре томскими калибраторами стали пользоваться практически все разработчики измерительной аппаратуры страны. К 1975 г. на кафедре радиотехники было изготовлено и внедрено около 110 приборов и установок метрологического назначения. А начиная с 1979 г., Харьковским заводом «Эталон» Госстандарта СССР стал серийно выпускаться калибратор переменных напряжений под шифром В1-20.

Свои работы кафедра под руководством Ройтмана М.С. выполняла по заказам ряда министерств, в тесном взаимодействии с ВНИИ метрологии им. Д.И. Менделеева (Санкт-Петербург), ВНИИ физико-технических и радиоизмерений (г. Менделеево Московской области), Горьковским НИИ приборостроения, ОКБ Львовского политехнического института, Институтом проблем управления АН СССР, ЦКБ «Алмаз» (Москва) и другими. Двенадцать разработок успешно прошли Государственные испытания и были доведены до мелкосерийного и крупносерийного выпусков.

Диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук Марсель Самуилович защитил в феврале 1972 г. Он достойно прошел все ступени профессионального роста в качестве преподавателя в Томском политехническом университете, работая ассистентом, старшим преподавателем, с 1963 г. — доцентом, а с 1975 г. — профессором.

М.С. Ройтман основал научную школу по прецизионному приборостроению и автоматизированным поверочным комплексам. Он является автором и соавтором 98 изобретений и более 280 научных работ. Им подготовлено 49 кандидатов наук, 8 сотрудников кафедры стали профессорами и ру-

ководителями крупных подразделений. Более 10 лет М.С. Ройтман был членом комиссии Госстандарта по автоматизации метрологических работ, руководителем трех всесоюзных научно-технических программ, членом трех УМО.

26 февраля 1999 г. решением Ученого совета университета М.С. Ройтману присвоено звание «Заслуженный профессор ТПУ». За большой вклад в подготовку кадров, развитие науки и материально-технической базы ТПУ в 2000 г. он награжден золотой медалью «За заслуги перед ТПУ». В 2003 г. ему присвоено звание «Почетный работник ВШ», а в 2003 г. Марсель Самуиловичу вручена премия губернатора Томской области «За большой вклад в образовательную и научную деятельность». Он имеет звания: «Отличник Высшей Школы», «Изобретатель СССР», удостоен золотой медали ВДНХ, награжден юбилейной медалью «За доблестный труд». Дважды М.С. Ройтман (в 1967 и в 1969 гг.) избирался депутатом районного Совета депутатов трудящихся города Томска. Являлся заместителем председателя Томского отделения Академии Инженерных наук РФ.

Марсель Самуилович до последних дней активно работал профессором кафедры компьютерных измерительных системы и метрологии, читал курсы лекций: «Физические основы измерений» для бакалавров, «Квантовая метрология» и «Основные проблемы науки» для магистров, а также курс «Основы электроники» в ТУСУРе. Он всегда был полон творческих сил, являлся научным руководителем студентов, магистрантов, аспирантов. Активно участвовал в деятельности Профессорского собрания г. Томска.

М.С. Ройтман скончался после непродолжительной болезни 20 марта 2012 г. в Областной клинической больнице г. Томска. Похоронен на кладбище «Тихий дол». Ученики, друзья, коллеги, студенты глубоко скорбят по поводу кончины Марселя Самуиловича, разделяют горечь утраты с родными и близкими и выражают уверенность, что его имя навсегда вписано в историю Томского политехнического университета.

Summaries

UDC 620-4:621.039

Filippov G.A., Nazarov O.I., Belyaev L.A.
**WAYS OF IMPROVING STEAM TURBINE
INSTALLATIONS AT THE NUCLEAR POWER STATIONS**

The article considers the possibility of increasing the efficiency of NPP steam turbine installations including the ways of improving transfer capacity of the turbine aft stages. The analysis of variants for constructive implementation of a flow path in a low pressure cylinder is introduced. The authors propose the unique structure of the steam turbine installation using double moisture separation. It allows increasing the steam turbine installation efficiency to 40..41 %.

UDC 621.039.5:004.942

Shamanin I.V., Gavrilov P.M., Bedenko S.V., Martynov V.V.
**OPTIMIZATION OF NEUTRON-PHYSICAL PARAMETERS
FOR SPENT NUCLEAR FUEL STORAGE SYSTEM**

The authors carried out the calculation investigations of the neutron-physical parameters of dry storage systems for spent nuclear fuel in the reactor RBMK-1000. Systems and access circuits parameters at dry storage of spent nuclear fuel are optimized due to its alternate layers with different burn up and cleaning depth.

UDC 541.64:547.759.32

Loginov V.S., Simonova O.S.
**THE APPROXIMATE GENERALIZED
SOLUTION OF A BODY THERMAL STATE
AT SMALL FOURIER NUMBERS ($Fo < 0,01$)**

The authors obtained simple analytic solutions at Derichlet's and Newton's boundary conditions useful for calculating the initial stages of thermal processes in classical form bodies (plate, cylinder, ball).

UDC 662.815.4

Zavorin A.S., Kazakov A.V., Tabakaev R.B.
**THE EXPERIMENTAL PREREQUISITES TO TECHNIQUE
OF PRODUCING FUEL BRIQUETTES FROM PEAT**

The article introduces the results of experimental researches of peat fuel briquettes intended for burning in layer furnace units. Thermotechnical and strength characteristics as well as the elemental composition of the obtained briquettes are given.

UDC 662.76

Kuznetsov G.V., Kulesh R.N., Polsongkram M.
**INCREASING ENERGY EFFICIENCY OF THERMAL
CONVERSION IN WOODY BIOMASS**

The authors carried out the experimental researches of thermal decomposition regularities for six types of woody biomass in temperature range to 600 °C at different rates of material heating. It was ascertained that the yield of solid (carbon black), liquid (biofuel) and gaseous (biogas) products depends slightly on heating rate. The results obtained are the base for developing the measures for increasing energy efficiency of engineering procedures of biomass thermal conversion. The authors determined the dependence generality of thermal conversion depth on temperature and heating rate.

UDC 536.46:532.517.4

**Askarova A.S., Bolegenova S.A.,
Maksimov V.Yu., Bekmukhamet A.**
**APPLYING 3D MODELING TO STUDY THE HEAT
AND MASS TRANSFER PROCESSES IN COMBUSTION
CHAMBERS AT ACTUAL ENERGY FACILITIES**

The authors have studied the heat and mass transfer processes at pulverized coal combustion by the example of combustion chamber BKZ-75 at Shakhtinsk thermal power plant applying the 3D modeling based on solution of differential equations of turbulent reactive flow. The distributions of total velocity vector components in different sections of a combustion chamber are obtained. The article introduces the combustion chamber height dependence of total velocity vector. Temperature profiles and its distribution in the combustion chamber height are obtained. The minimum and maximum values of the given variables are determined. The article demonstrates the dynamic in changing these characteristics in the volume of the combustion chamber under test.

UDC 621.643

Polovnikov V.Yu., Khabibulin A.M.
**NUMERICAL SIMULATION OF HEAT TRANSFER IN
WALLINGS OF RESERVOIRS FOR STORING FREEZING
CONSIDERING THERMAL INSULATION FROST PENETRATION**

The article introduces the results of numerical analysis of cooling loss owing to moistening and further frost penetration of thermal insulation layer in the reservoirs for storing freezing. The scales of increasing heat gains are shown and the possibility of neglecting heat transfer nonstationarity is proved.

UDC 621.311.001.57

Smirnov D.K., Galashov N.N.
**SOFTWARE SYSTEM FOR VISUAL MODELING OF CIRCUITS
FOR HEAT-AND-POWER ENGINEERING UNITS**

The authors developed the software system for visual modeling of circuits for heat-and-power engineering units based on the object approach. It allows automating circuit simulation using ready-made components of equipment and relations and developing new components and changing mathematical models of any objects at any stage of simulation.

UDC 532.529.2

Glukhov A.F., Demin V.A., Malgacheva I.A., Popov E.A.
**THERMAL CONVECTION OF FERROMAGNETIC FLUID
IN NARROW CHANNELS**

Thermal convection of magnetic fluids was experimentally and theoretically studied based on kerosene in narrow coupled channels with high conductivity boundaries. The three-component model was proposed for explaining complex dynamic behavior of the convective system in the range of low supercriticality. According to this model the magnetic fluid should be considered as colloidal solution with ferro-particles and carrying liquid complex in its molecular composition. It was shown that the nature of nonlinear convective oscillations of magnetic fluid near the mechanical balance threshold is determined by thermal-diffusion separation of kerosene components in channel section.

UDC 621.314

Serikov A.V., Kuzmin V.M.
ELECTROMAGNETIC PROCESSES IN TRANSFORMER
TYPE HEATING ELEMENT FOR HEAT SUPPLY SYSTEMS

The authors propose the mathematical model for studying the electromagnetic processes in transformer type heating element. The computer model is implemented in MATLAB. The article introduces the harmonic analysis results. The authors determine the anharmonicity coefficients for stress curve while turning on the device tested into restricted power network.

UDC 621.3:536.7:678

Khalin M.V., Vostrikov E.I.
ENERGY-SAVING COMPOSITE ELECTRIC HEATERS
OF ANTI-ICE SYSTEMS

The authors analyzed the existing anti-ice systems, determined their advantages and disadvantages. The article sets the problems of studying plate and bulk multielectrode composite electric heaters based on butyl rubber in anti-ice systems for wide application. The complex of electrophysical tests was carried out. The latter determined the conditions of operating procedures for producing electric heaters with autostability and self-adjusting effects. The authors proved the opportunity of long-term operation of the electric heaters in damp and aggressive environments and appropriateness of their use in anti-ice systems.

UDC 621.374.4/5:517

Vaynshteyn R.A., Kolomiets N.V., Shestakova N.V.
THE UNIVERSAL CRITERION FOR CALCULATING
THE PARAMETERS OF NONLINEAR OSCILLATING CIRCUIT
WITH ALTERNATING PARAMETER

It is shown that fulfilling the equality condition of a period average value of parametric vibration natural frequency allows obtaining the ratios between the electromagnetic and design parameters for a frequency demultiplier on the boundary of occurrence of half-frequency vibrations and in steady state conditions. The ratios obtained allow making the precise calculations.

UDC 621.311.42

Manusov V.Z., Morozov P.V.
THE POWER EQUALIZATION TECHNIQUE ON THE
SECONDARY WINDINGS OF SCOTT-TRANSFORMERS

The authors propose to apply the electron device for equalizing power on the secondary windings of transformer converter based on Scott circuit. The device based on thyristor bridges with an average point controlled by multilevel pulse-width modulation is simulated. The complete current equality in secondary windings of Scott-transformer is confirmed. It supports the full current symmetry in three phase grid.

UDC 621.316

Vedernikov A.S.
THE ANALYSIS OF SPECIFIC CHARACTER
OF INTERNAL OVERVOLTAGE IN DOUBLE CIRCUIT
TRANSMISSION LINES 35–330 kV

The author analyses the specific character of occurrence and behavior of switching overvoltage in double circuit transmission lines. The article introduces the classification of inner overvoltage by the sources of their occurrence. The expressions allowing determining the overvoltage wave parameters are given. The author provides recommendations on the necessity of considering the influence of neighbor chain in double circuit line when calculating the switching overvoltage value.

UDC 621.316.925.4:519.21

Chan Khoang Kuang Min, Shmoylov A.V.
TECHNICAL EFFICIENCY OF DISTANCE RELAY
PROTECTIONS OF HIGH VOLTAGE TRANSMISSION LINES

The article considers the algorithm for estimating technical effect and technical efficiency of line distance relay protection. The authors substantiate the components of these expressions: short circuits on protected line as a possible effect and losses: refusal to operate of unnecessary and false actions.

UDC 621.373.1

Rybin Yu.K.
APPLYING THE SYMMETRY PRINCIPLE
WHEN SYNTHESIZING THE STRUCTURES
OF ELECTRIC SIGNAL GENERATORS

The possibility of applying the symmetry principle when synthesizing the electric signal generators and measurement converters is discussed. It is shown that such systems are synthesized by converting certain system element operator: complex transmission, amplitude-frequency, phase-frequency or amplitude characteristics. The proposed technique is shown to synthesize the oscillating systems of electric signal generators however it may be applied to analyze any cyclic processes.

UDC 621.317.727.1

Kim V.L., Pruglo V.I., Merkulov S.V.,
Cheburenko D.S., Ivanov M.L.
PRECISION LOW-FREQUENCY GAUGES OF NATIONAL
PRIMARY STANDARD FOR A UNIT OF ELECTROMAGNETIC
WAVES ATTENUATION IN THE FREQUENCY RANGE FROM
0 TO 178 GHz

The developed six- and seven decade standard inductive voltage dividers with error $3 \cdot 10^{-5} \%$ on 1 kHz and 0,01% on 100 kHz were described. The dividers as primary attenuation standards, and lock-in amplifier with 10 nV sensitivity ensure the attenuation unit reproduction in the frequency range from 0 to 178 GHz with the highest accuracy.

UDC 621.317.444

Baranov P.F., Muravyev S.V., Ogay V.E., Uchaykin S.V.
FLUX-GATE MAGNETOMETER
FOR MEASURING MAGNETIC INDUCTION TO 1 nT

The article introduces the experience in developing one-component magnetometer based on a miniature planar flux-gate sensor for measuring magnetic induction in the range from 10 mT to 1 nT and supporting operation of superconducting quantum computer. The authors describe the method for producing the flux-gate sensor and the operational principle of signal conditioning from the sensor.

UDC 621.382

Petrosyan O.A., Buniatyan V.V., Travadzhyan L.M.
THE DEVELOPMENT AND SIMULATION
OF FERROELECTRIC MEMORY CELL

The authors considered the comparative characteristics of ferroelectric memory cells with the most wide spread memory devices. A new multisource structure of ferroelectric memory cell was developed. Its operation as well as cell modeling based on the software package HSpice were analyzed. The authors studied the main characteristics of multisource structure at various combinations of memory cell parameters according to the design technique of a storage with the optimized ratio of bit-line capacitance and ferroelectric condenser.

UDC 681.5

Filipas A.A., Ageev A.Yu., Ageeva E.V.
AUTOMATIC COMPLEX FOR INVESTIGATING THE FEATURES OF RADIATION-RESISTANT PIEZOELECTRIC SENSORS

The article describes the automatic complex intended for studying static and dynamic characteristics of piezoelements at external actions variations (temperature, external steady state force, etc.). The complex consists of mechanical section, system for setting the external electric signals, measuring and control systems, computer controlling system and data base. The mechanical section uses the principle of hydrostatic forming force based on stepping motor. The computer controlling program and data base allow accumulating, processing, visualizing and storing the results obtained.

UDC 621.373.52

Pushkarev V.P., Titov A.A., Zharsky V.D., Zhirnov V.P., Kochumeev V.A., Pelyavin D.Yu., Shukhlov I.V.
PULSE GENERATOR ON GUNN DIODE WITH HIGH OUTPUT STABILITY

The article introduces the description of microwave generator consisting of the exciter and the resonating chamber with Gunn diode 3A750G. The authors minimized the influence of disturbing factors change on generator characteristics due to the unique circuit solution of voltage stabilization system of Gunn diode excitation.

UDC 621.373.8

Gubarev F.A., Fedorov V.F., Fedorov K.V., Evtushenko G.S.
CONTROL OF CuBr-LASER GENERATION ENERGY

The article demonstrates the possibility of controlling the energy for generating CuBr-laser with solid-state switch by introducing additional pulse with adjustable amplitude before the main excitation pulse. The increase of additional pulse amplitude allows decreasing energy in generation pulse both partially and to the total suppression. The amplitude modulation of generation pulse is implemented by low-frequency harmonic signal.

UDC 621.313.12

Nosov G.V., Pustynnikov S.V.
INDUCTANCE-CAPACITANCE GENERATOR OF POWER PULSE CURRENT FOR SUPPLYING ELECTROPHYSICAL INSTALLATIONS IN FREQUENCY MODE

The article considers the application of inductance-capacitance generator of power pulse current for supplying electrophysical installations in frequency mode. The inductance-capacitance generator consists of feeding synchronous electric machine generator operating in short-impact mode. The winding of the latter with alternating electromotive force and two groups of thyristors is used for accumulating energy in magnetic field of the transformer primary winding. The capacitor bank is connected in parallel to the transformer primary winding accumulating energy. The secondary winding of this transformer is connected by the third group of thyristors to the electrophysical installation. The article introduces the equations and the results of calculation in the form of time characteristics and tables. The magnitude of bank capacity is optimized in the range from one to ten values of resonant capacitance of the transformer primary winding. The capacitor bank occurrence increases in 5...10 times the generator power; the maximum energy in the bank is 10 times lower than the maximum stored energy in the magnetic field of the transformer primary winding. At generator long-term operation the pulse current repetition frequency in the load may exceed one tenth of the alternating frequency of sinusoidal electromotive force in the electric machine generator.

UDC 621.314.5

Tatur V.V.
HIGH-VOLTAGE PULSE GENERATORS WITH OUTPUT VOLTAGE DOUBLING

The article introduces the high-voltage pulse multi-stage generators with output voltage doubling made by Arkadyev-Marks circuit and the circuit with voltage inversion proposed by R. Fitch and

V. Govell. The feature of generator circuit design is the exchange of charging resistors by charging diodes and supply voltage connection through the total inductance. Such design allows obtaining the double pulse amplitude on the load as well as minimizing power loss at storage capacitors charge.

UDC 628.9.03:537.533.79:621.311.62.049.77.002

Ivanov A.V., Razorina Yu.K., Semenov S.M., Fedorov A.V.
ENERGY-SAVING DRIVER FOR LED SOURCES

The driver for supplying LED sources for optical radiation is developed. The article describes its structural and functional diagrams. The engineering data and indices of the driver with the design capacitance of 150 W are introduced.

UDC 621.314

Krasnobaev Yu.V., Ivanchura V.I., Kapulin D.V.
MULTIMODE PULSE VOLTAGE REGULATORS WITH THE CONTROL BY DISCRETE VALUES OF STATE VARIABLES

The law of controlling pulse voltage regulator of reducing type by discrete values of state variables was considered. The authors developed the microcontrolling device for controlling the voltage regulator of reducing type supporting minimization of transient period. One- and two modular pulse voltage regulators with the developed control device were modeled.

UDC 621.311

Dementyev D.F., Kazantsev Yu.M.
OUTPUT BUS IMPEDANCE CORRECTION IN SPACECRAFT POWER SUPPLY SYSTEM

The authors study the dependence of frequency response characteristic of output impedance in spacecraft power supply system on the type of controller, conversion frequency, the amount of converter phases. The Strategy for controlling pulse voltage regulator and ways of impedance minimization are proposed. The latter include the growth of switching frequency, application of multi-phase conversion and equal phase current sharing, the increase of output filter capacitance.

UDC 621.314

Shinyakov Yu.A., Shurygin Yu.A., Arzhanov V.V., Teushchakov O.A., Osipov A.V., Arzhanov K.V.
STAND-ALONE PHOTOVOLTAIC POWER SYSTEM

The article introduces the results of designing the stand-alone photovoltaic power system with maximum output power of 1,5 kW with extreme power control of solar panels and their automatic Sun tracking.

UDC 681.5.08

Gyunter S.V., Sheffer N.A., Dambaev G.Ts., Votyakov V.F.
OPTO-ELECTRONIC DIAGNOSTICS OF TRACHEOBRONCHIAL DYSKINESIS

The authors propose the method for diagnosing tracheobronchial dyskinesia using opto-electronic registration system. For diagnosing this disease the opto-electronic system functioning by optical detection principle is used. The investigation is carried out by probe introduction into tracheal and primary bronchus lumen. The result is recorded on monitor in the form of diagram; its amplitude depends on organ lumen change. The method efficiency is tested on the experimental model of tracheobronchial dyskinesia.

UDC 62-83:621.313.333

Fedorenko A.A., Lazovsky E.N., Pechatnov M.A.
ASYNCHRONOUS MACHINE DYNAMIC EQUATIONS INVARIANT TO ROTATION VELOCITY OF THE COORDINATE SYSTEM

The article introduces two versions of asynchronous machine mathematical models invariant to rotation velocity of the coordinate

system of. Such model software features conditioned by division operators are shown and their comparative evaluation with the models in Cartesian coordinates is given. The authors note the opportunity of using the resultant vector modules of three-phase variables and their phase shifts relative to each other as the asynchronous machine state variables for developing new structures of automate induction motor drives.

UDC 62-83:621.313.333(316.71)

Vdovin V.V., Pankratov V.V.
SYNTHESIS OF ADAPTIVE COORDINATE OBSERVER
OF SENSORLESS INDUCTION MOTOR DRIVE

The authors propose the method of synthesis and the structure of global stable algorithm for current identification of unmeasured coordinates for sensorless induction motor drive, namely, for reference vector of flux linkages and rotor electric rotating speed, as well as the algorithms for its adaptation to resistance variations. The article describes the calculation technique of adapter parameters. The simulation results are presented.

UDC 621.3.07

Grigoryev A.V.
CONTROLLING THE ELECTROMAGNETIC TORQUE
OF THREE-PHASE INDUCTION MOTOR

The article introduces the model of three-phase induction motor expressed explicitly in terms of phase linkage of stator and rotor windings. The system for controlling electromagnetic torque of induction motor is synthesized. It possesses rapid response and low implementation complexity. The control system is tested on physical and computation models of induction motor drive.

UDC 621.313.8

Kokov E.G., Zhibinov A.S., Geynts E.R., Tsekhmestryuk G.S.
MAGNETIC FIELD AND ELECTROMOTIVE FORCE
OF QUICK-RESPONSE MAGNETO-ELECTRIC MACHINES

The authors have obtained the analytic expressions for calculating the excitation field in the center of the machine active length where the field is accepted as plane-parallel. It allows determining rather pre-

cisely the excitation electromotive force in direct part conductors and in conductors of end winding with certain approximation.

UDC 62-83

Zavyalova O.Yu., Kazantsev Yu.M.
SYNTHESIS OF REGULATOR OF FLYWHEEL
ELECTROMECHANICAL EXECUTIVE SETTING

The authors have developed the simulation model of electro-mechanical executive setting. This model use allows studying the operational modes and optimizing the control strategies supporting optimal operation of the system. The method for synthesizing current regulator is proposed. The essence of this method is in predicting pulse component of power circuit current. This component allows increasing the quality of adjusting ac electronic motor torque in a wide range of rotation frequency at decrease of dead band and increase of accuracy.

UDC 621.315

Kazakov A.V., Trufanova N.M.
NUMERICAL INVESTIGATIONS OF STRATIFIED FLOW MODES
AND THE TECHNIQUE FOR CONTROLLING THE EXTRUSION
APPLICATION OF MULTILAYER INSULATION

The article introduces the main principles for controlling molding of multilayer polymer insulation based on numerical solution of mathematical model of the process tested. The authors stated the mathematical model of multilayer flow of quasi-viscous polymer melts.

UDC 621.315

Subbotin E.V., Shcherbinin A.G., Trufanova N.M.
NUMERICAL INVESTIGATION OF POLYMER FLOWING AT
PHASE TRANSFER IN EXTRUDER SCREW CHANNELS WHEN
PRODUCING PLASTIC INSULATION

The authors have carried out the numerical investigation of operation of the extruder with screw classical geometry. The article introduces the diagrams of pressure distribution, minimum, average and maximum temperature change over the channel length. The patterns of: plug form change; temperature field distribution and velocity component in the extruder channel section are given. The head-flow characteristics are formed.

Сведения об авторах

- Агеев Александр Юрьевич**, 1966 г.р., канд. техн. наук, доцент, доцент, зав. кафедрой «Электроника и автоматика физических установок» Северского технологического института НИЯУ «МИФИ». Р.т. 8-(382-3)-78-01-27. E-mail: AYAgeyev@mephi.ru. Область научных интересов: автоматизация технологических процессов и установок; повышение энергоэффективности технологических процессов и установок средствами автоматизации; оптимизация систем электроснабжения.
- Агеева Евгения Владимировна**, 1975 г.р., ст. преподаватель кафедры «Электроника и автоматика физических установок» Северского технологического института НИЯУ «МИФИ», Р.т. 8-(382-3)-78-02-60. E-mail: Pjane@mail.ru. Область научных интересов: автоматизация технологических процессов и установок; повышение энергоэффективности технологических процессов и установок средствами автоматизации; оптимизация систем электроснабжения.
- Аржанов Владимир Викторович**, 1955 г.р., канд. техн. наук, зав. отделом № 11 НИИ автоматики и электромеханики Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Р.т. 55-78-43. E-mail: ot-dell1tomsk@yandex.ru. Область научных интересов: системы АСУ ТП, следящие электроприводы постоянного и переменного тока.
- Аржанов Кирилл Владимирович**, 1990 г.р., техник НИИ космических технологий Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Р.т. 55-78-43. E-mail: rbhx@yandex.ru. Область научных интересов: системы АСУ ТП.
- Аскарова Алия Сандыбаевна**, д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры теплофизики и технической физики, зав. лаб. моделирования процессов конвективного теплопереноса в реагирующих средах физико-технического факультета Казахского Национального университета им. аль Фараби, г. Алматы. Р.т. 8-(727)-377-34-62. E-mail: aliyaask@kaznu.kz. Область научных интересов: моделирование процессов конвективного теплопереноса в физико-химических реагирующих средах, связанных со сжиганием газообразного и твердого топлива и решением экологических проблем теплоэнергетики.
- Баранов Павел Федорович**, 1987 г.р., аспирант кафедры компьютерных измерительных систем и метрологии Института кибернетики ТПУ. Р.т. 41-75-27. E-mail: bpf@tpu.ru. Область научных интересов: компьютеризированное научное приборостроение, графические программные технологии, методы и средства измерений электрических и магнитных величин.
- Беденко Сергей Владимирович**, 1980 г.р., канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры «Физико-энергетические установки» Физико-технического института ТПУ. Р.т. 42-37-50. E-mail: bedenko@tpu.ru. Область научных интересов: ядерная физика и ядерные технологии, технологии обращения с отработанным топливом, безопасность и распространение ядерных материалов.
- Бекмухамет Айдын**, 1982 г.р., докторант кафедры теплофизики и технической физики физико-технического факультета Казахского Национального университета им. аль Фараби, г. Алматы. Р.т. 8-(727)-377-34-08. E-mail: kazsat2006@gmail.ru. Область научных интересов: моделирование процессов конвективного теплопереноса в физико-химических реагирующих средах, связанных со сжиганием газообразного топлива.
- Беляев Леонид Александрович**, 1945 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры атомных и тепловых электростанций Энергетического института ТПУ. Р.т. 42-08-37. E-mail: bel@tpu.ru. Область научных интересов: газодинамические проблемы влажнопаровых турбин, экономичность и надежность паротурбинных установок, теплофизические процессы в оборудовании первого контура АЭС.
- Болегенова Сымбат Алихановна**, докторант кафедры теплофизики и технической физики физико-технического факультета Казахского Национального университета им. аль Фараби, г. Алматы. Р.т. 8-(727)-377-34-08. E-mail: Bolegenova.Symbat@kaznu.kz. Область научных интересов: моделирование процессов конвективного теплопереноса в физико-химических реагирующих средах, связанных со сжиганием твердого топлива.
- Буниатян Ваге Вазгенович**, 1947 г.р., д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой микроэлектроники и биомедицинских приборов факультета технической кибернетики Армянского государственного инженерного университета, г. Ереван. Р.т. +3-(7410)-52-49-35. E-mail: vbuniat@yahoo.com. Область научных интересов: исследование ферроэлектрических материалов и разработка устройств на их основе.
- Вайнштейн Роберт Александрович**, 1937 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры электроэнергетических систем Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-32-67. E-mail: vga@tpu.ru. Область научных интересов: релейная защита и автоматическое управление в электроэнергетических системах.
- Вдовин Владимир Владимирович**, 1988 г.р., аспирант кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета. Р.т. 8-(383)-346-15-68. E-mail: vdovin_88@mail.ru. Область научных интересов: электропривод переменного тока, бездатчиковое векторное управление.
- Ведерников Александр Сергеевич**, 1977 г.р., канд. техн. наук, доцент, зав. кафедрой «Электрические станции» электротехнического факультета Самарского государственного технического университета. Р.т. 8-(846)-278-44-93. E-mail: vedernikovas@gambler.ru. Область научных интересов: установившиеся режимы двухцепных линий электропередачи, прогнозирование электрических нагрузок, нетрадиционная грозозащита воздушных линий электропередачи.
- Востриков Евгений Иванович**, 1962 г.р., аспирант кафедры общей электротехники Алтайского государственного технического университета им. И.И. Ползунова, г. Барнаул. Р.т. 8-(385-2)-29-07-88. E-mail: temf@yandex.ru. Область научных интересов: расчет и проектирование энергоэффективных устройств и установок на основе композиционных электрообогревателей.
- Вотяков Владимир Федорович**, 1946 г.р., канд. техн. наук, н.с. Института медицинского материаловедения и металлов с памятью формы, г. Томск. Р.т. 41-38-15. E-mail: vvf111@mail.ru. Область научных интересов: медицинское приборостроение.

- Гаврилов Петр Михайлович**, 1960 г.р., д-р техн. наук, генеральный директор ФГУП «Горно-химический комбинат», г. Железногорск. Р.т. 8-(391-9)-75-20-13. E-mail: atomlink@mcc.krasnoyarsk.su. Область научных интересов: ядерные технологии, в том числе ядерные энергетические технологии.
- Галашов Николай Никитович**, 1947 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры атомных и тепловых электростанций Энергетического института НИ ТПУ. Р.т. 56-37-94. E-mail: gal@tpu.ru. Область научных интересов: моделирование энергетических установок и систем; расчет, анализ и прогнозирование технико-экономических показателей ТЭС и энергосистем.
- Гейнц Эльмар Рудольфович**, 1939 г.р., канд. техн. наук, зам. главного конструктора, начальник отделения ОАО «Научно-производственный центр «Полюс», г. Томск. Р.т. 55-81-45. E-mail: polus@online.tomsk.net. Область научных интересов: вопросы теории и практики электрических машин, вентиляционных электродвигателей и электроприводов, информационных микромашин.
- Глухов Александр Федорович**, 1955 г.р., канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры общей физики Пермского государственного университета. Р.т. 8-(342)-239-64-03. E-mail: glu@psu.ru. Область научных интересов: тепловая конвекция многокомпонентных сред, теплофизические измерения, молекулярная физика.
- Григорьев Александр Васильевич**, 1984 г.р., канд. техн. наук, ст. преподаватель кафедры электропривода и автоматизации горно-электромеханического факультета Кузбасского государственного технического университета, г. Кемерово. Р.т. 8-(384-2)-39-63-54. E-mail: grigav84@mail.ru. Область научных интересов: управление электромеханическими системами, оптимальное управление электроприводом.
- Губарев Фёдор Александрович**, 1979 г.р., канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры промышленной и медицинской электроники Института неразрушающего контроля ТПУ, науч. сотр. лаборатории квантовой электроники Института оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН, г. Томск. Р.т. 41-96-05. E-mail: gfaddtpu@tpu.ru. Область научных интересов: физика лазеров, лазеры на парах металлов, газовый разряд.
- Гунтер Сергей Викторович**, 1980 г.р., канд. техн. наук, н.с. Института медицинского материаловедения и металлов 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. чл.-корр. РАМН, д-р мед. наук, 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 Дмитрий Федорович**, 1986 г.р., аспирант кафедры промышленной и медицинской электроники Института неразрушающего контроля ТПУ, инженер-конструктор ОАО «Научно-производственный центр «Полюс», г. Томск. Р.т. 41-96-05. E-mail: polus@online.tomsk.net. Область научных интересов: преобразовательная техника, системы электроснабжения космических аппаратов.
- Демин Виталий Анатольевич**, 1970 г.р., д-р физ.-мат. наук, доцент кафедры теоретической физики Пермского государственного университета. Р.т. 8-(342)-239-62-27. E-mail: demin@psu.ru. Область научных интересов: теория гидродинамической устойчивости, многокомпонентные среды, численное моделирование в гидромеханике.
- Евтушенко Геннадий Сергеевич**, 1947 г.р., д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой промышленной и медицинской электроники Института неразрушающего контроля ТПУ, г. Томск. Р.т. 41-98-69. E-mail: evt@tpu.ru. Область научных интересов: физика лазеров, лазеры на парах металлов, спектроскопия.
- Жарский Валерий Дмитриевич**, 1951 г.р., генеральный конструктор ОАО «Радиоприбор», г. Владивосток. Р.т. 8-(423-2)-99-41-13. E-mail: rpriboormarket@yandex.ru. Область научных интересов: разработка систем радиолокации и связи.
- Жибинов Александр Степанович**, 1938 г.р., ст. науч. сотр. ОАО «Научно-производственный центр «Полюс», г. Томск. Р.т. 55-81-45. E-mail: polus@online.tomsk.net. Область научных интересов: электрические машины с постоянными магнитами.
- Жирнов Владимир Павлович**, 1956 г.р., ведущий инженер ОАО «Радиоприбор», г. Владивосток. Р.т. 8-(423-2)-99-41-13. E-mail: rpriboormarket@yandex.ru. Область научных интересов: разработка систем радиолокации и связи.
- 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: zavogin@tpu.ru. Область научных интересов: энергетические технологии топливосжигания, теплофизические процессы в трактах котельных установок, диагностика и надежность работы энергетического оборудования.
- Завьялова Ольга Юрьевна**, 1979 г.р., инженер-конструктор 1 категории ОАО «НПЦ «Полюс», г. Томск. Р.т. 55-46-94. E-mail: polus@online.tomsk.net. Область научных интересов: электромеханические исполнительные органы для систем ориентации и стабилизации космических аппаратов, методы исследования и моделирования, оптимизация стратегий управления.
- Иванов Александр Валериевич**, 1984 г.р., мл. науч. сотр. НИИ светодиодных технологий г. Томск. Р.т. 55-56-80. E-mail: ivanovnii@sibmail.com. Область научных интересов: преобразовательная техника, энергосберегающие автономные системы электропитания.
- Иванов Максим Леонидович**, 1987 г.р., аспирант кафедры вычислительной техники Института кибернетики ТПУ. Р.т. 70-16-09. E-mail: lydoz@mail.ru. Область научных интересов: методы и средства измерений магнитных и электрических величин, электронные и микропроцессорные системы.
- Иванчура Владимир Иванович**, 1943 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры «Системы автоматизации, автоматизированное управление и проектирование» Института космических и информационных технологий Сибирского федерального университета, г. Красноярск. Р.т. 8-(391)-291-22-35. E-mail: ivan43ura@yandex.ru. Область научных интересов: управление, синтез и исследование сложных систем с регулирующими преобразователями электрической энергии.
- Казаков Александр Владимирович**, 1976 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры парогенераторостроения и парогенераторных установок Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-37-79. E-mail: kazakov@tpu.ru. Область научных интересов: технологии термической конверсии органических топлив.

- Казаков Алексей Владимирович**, 1983 г.р., ст. преподаватель кафедры «Конструирование и технологии в электротехнике» Пермского национального исследовательского политехнического университета. Р.т. 8-(342)-239-18-48. E-mail: ktei@pstu.ru. Область научных интересов: математическое моделирование, реология полимерных материалов.
- Казанцев Юрий Михайлович**, 1946 г.р., д-р техн. наук, профессор, заместитель главного конструктора ОАО «Научно-производственный центр «Полус», 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 и моделирования, системы автоматического управления силовых статических преобразователей.
- Капулин Денис Владимирович**, 1982 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры «Системы автоматизации, автоматизированное управление и проектирование» Института космических и информационных технологий Сибирского федерального университета, г. Красноярск. Р.т. 8-(391)-291-22-35. E-mail: kapulin@gmail.ru. Область научных интересов: силовая преобразовательная техника, функциональное моделирование, информационные технологии в технических системах.
- Ким Валерий Львович**, 1950 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры вычислительной техники Института кибернетики ТПУ. Р.т. 70-16-09; 41-91-48. E-mail: kimval11@rambler.ru. Область научных интересов: методы и средства измерений магнитных и электрических величин, электронные и микропроцессорные системы.
- Коков Евгений Георгиевич**, 1974 г.р., начальник лаборатории ОАО «Научно-производственный центр «Полус», г. Томск. Р.т. 55-81-45. E-mail: polus@online.tomsk.net. Область научных интересов: электрические машины с постоянными магнитами.
- Коломиец Наталья Васильевна**, канд. техн. наук, доцент кафедры электроэнергетических систем Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-38-21. E-mail: kolom_nv@el-ti.tpu.ru. Область научных интересов: релейная защита и автоматическое управление в электроэнергетических системах.
- Кочумеев Владислав Андреевич**, 1989 г.р., инженер электроник ОАО «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов», г. Томск. Р.т. 48-84-84. E-mail: vladkohum@mail.ru. Область научных интересов: разработка импульсных СВЧ-генераторов на диодах Ганна.
- Краснобаев Юрий Вадимович**, 1959 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры «Системы автоматизации, автоматизированное управление и проектирование» Института космических и информационных технологий Сибирского федерального университета, г. Красноярск. Р.т. 8-(391)-291-22-35. E-mail: uvkras@mail.ru. Область научных интересов: силовая преобразовательная техника, синтез и исследование сложных систем с регулируемыми преобразователями электрической энергии.
- Кузнецов Гений Владимирович**, 1949 г.р., д-р физ.-мат. наук, профессор, зав. кафедрой теоретической и промышленной теплотехники Энергетического института ТПУ, зам. проректора-директора Энергетического института ТПУ по научной работе. Р.т. 56-36-13. E-mail: Marisha@tpu.ru. Область научных интересов: процессы теплообмена, энергосбережение.
- Кузьмин Вячеслав Матвеевич**, 1952 г.р., д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой 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 децентрализованных систем энергообеспечения.
- 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 теплообмена, газификация топлива.
- Лазовский Эдуард Николаевич**, 1969 г.р., инженер электротехнического отдела ОАО «Сибцветметниипроект». Р.т. 8-(391)-292-57-45. E-mail: lazovski@bk.ru. Область научных интересов: частотно управляемые асинхронные электроприводы.
- Логинов Владимир Степанович**, 1942 г.р., д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры теоретической и промышленной теплотехники Энергетического института ТПУ. Р.т. 42-08-33. E-mail: loginovvs@tpu.ru. Область научных интересов: сложный теплообмен с внутренними источниками теплоты; электрофизические процессы в ускорителях заряженных частиц, моделирование высокотемпературной обработки органических топлив.
- Максимов Валерий Юрьевич**, 1986 г.р., докторант кафедры теплофизики и технической физики физико-технического факультета Казахского Национального университета им. аль-Фараби, г. Алматы. Р.т. 8-(727)-377-34-08. E-mail: maximov.v@mail.ru. Область научных интересов: моделирование процессов конвективного теплообмена в физико-химических реагирующих средах, связанных с решением экологических проблем теплоэнергетики.
- Мальгачёва Ирина Анатольевна**, 1987 г.р., аспирант лаборатории физических основ прочности Института механики сплошных сред УрО РАН, г. Пермь. Р.т. 8-(342)-237-83-12. E-mail: demin@psu.ru. Область научных интересов: эксперимент в тепловой конвекции.
- Манусов Вадим Зиновьевич**, 1936 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры систем электроснабжения предприятий, факультет электроэнергетики Новосибирского государственного технического университета. Р.т. 8-(383)-346-15-51. E-mail: manusov36@mail.ru. Область научных интересов: системный анализ.
- Мартынов Владимир Васильевич**, 1962 г.р., начальник отдела радиационной безопасности ФГУП «Горно-химический комбинат», г. Железногорск. Р.т. 8-(391-9)-75-20-13. E-mail: atomlink@mcc.krasnoyarsk.su. Область научных интересов: радиометрия и спектрометрия полей ионизирующих излучений.
- Меркулов Степан Вадимович**, 1977 г.р., инженер кафедры электроники и автоматики физических установок Физико-технического института ТПУ. Р.т. 41-68-84. E-mail: stepan@tomics.tomsk.ru. Область научных интересов: методы и средства измерений магнитных и электрических величин, электронные и микропроцессорные системы.
- Морозов Павел Владимирович**, 1984 г.р., ассистент кафедры теоретических основ электротехники, факультет механики и автоматизации Новосибирского государственного технического университета. Р.т. 8-(383)-346-07-58. E-mail: kettle@ngs.ru. Область научных интересов:

- ресов: системы тягового электроснабжения переменного тока.
- Муравьев Сергей Васильевич**, 1954 г.р., д-р техн. наук, зав. кафедрой компьютерных измерительных систем и метрологии Института кибернетики ТПУ. Р.т. 41-75-27. E-mail: muravuyov@tpu.ru. Область научных интересов: теория измерений, дискретно-математическое моделирование измерительных процедур и систем, агрегирование данных мультисенсоров; методы и средства измерений электрических и магнитных величин.
- Назаров Олег Игоревич**, 1944 г.р., канд. техн. наук, начальник отдела паровых турбин ОАО «ВНИИ атомного энергетического машиностроения», г. Москва. Р.т. 8-(495)-150-83-22. E-mail: Onazarov@vniiam.ru. Область научных интересов: экономичность и надежность паровых турбин и паротурбинных установок АЭС.
- 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.
- Огай Виталия Евгеньевна**, аспирант кафедры компьютерных измерительных систем и метрологии Института кибернетики ТПУ. Р.т. 41-75-27. E-mail: vita@tpu.ru. Область научных интересов: методы и средства измерений электрических и магнитных величин.
- Осипов Александр Владимирович**, 1978 г.р., канд. техн. наук, зав. лабораторией 163 НИИ автоматики и электромеханики Томского государственного университета (систем управления и радиоэлектроники). Р.т. 55-78-43. E-mail: ossan@mail.ru. Область научных интересов: силовая преобразовательная техника.
- Панкратов Владимир Вячеславович**, 1966 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета. Р.т. 8-(383)-346-15-68. E-mail: pankratov_v_v@ngs.ru. Область научных интересов: оптимальное и адаптивное управление электромеханическими системами в условиях неопределенности при ограниченных энергетических ресурсах.
- Пелявин Дмитрий Юрьевич**, 1964 г.р., ст. преподаватель кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Р.т. 41-33-98. E-mail: dimuth@sibmail.com. Область научных интересов: разработка импульсных СВЧ-генераторов на диодах Ганна.
- Петросян Олег Арутюнович**, 1952 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры микроэлектроники и биомедицинских приборов факультета технической кибернетики Армянского государственного инженерного университета, г. Ереван. Р.т. +3-(7410)-52-49-35. E-mail: polonc.ru@mail.ru. Область научных интересов: разработка энергонезависимых запоминающих устройств.
- Печатнов Михаил Александрович**, 1989 г.р., ассистент кафедры «Электротехнические комплексы и системы» Политехнического института Сибирского федерального университета, г. Красноярск. Р.т. 8-(391)-227-42-39. E-mail: reschatnovma@bk.ru. Область научных интересов: частотно управляемые асинхронные электроприводы.
- Половников Вячеслав Юрьевич**, 1980 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры теоретической и промышленной теплотехники Энергетического института ТПУ. Р.т. 42-08-33. E-mail: polov@tpu.ru. Область научных интересов: математическое моделирование тепловых режимов систем транспортировки, распределения и потребления энергии.
- Полсонграм Мэйтри**, 1966 г.р. аспирант кафедры парогенераторостроения и парогенераторных установок Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-36-13. E-mail: Marisha@tpu.ru. Область научных интересов: процессы тепломассообмена, газификация древесной биомассы.
- Попов Евгений Андреевич**, 1988 г.р., аспирант кафедры теоретической физики физического факультета Пермского государственного университета. Р.т. 8-(342)-239-62-27. E-mail: demin@psu.ru. Область научных интересов: численное моделирование в гидродинамике.
- Пругло Виталий Иванович**, 1946 г.р., ведущий электроник Всероссийского научно-исследовательского института физико-технических и радиотехнических измерений, г. Москва. Р.т. 8-(495)-744-81-72. E-mail: mcsmi10@vniif-tri.ru. Область научных интересов: методы и средства измерений магнитных и электрических величин, испытания и поверка высокочастотных и сверхвысокочастотных средств измерений.
- Пустынников Сергей Владимирович**, 1958 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры теоретической и общей электротехники Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-34-33. E-mail: Pustynnikov@list.ru. Область научных интересов: коммутация электрических токов.
- Пушкарев Владимир Петрович**, 1952 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры средств радиосвязи Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Р.т. 41-37-09. E-mail: vpp@radiosibir.ru. Область научных интересов: разработка широкополосных усилителей с минимальными нелинейными искажениями.
- Разорина Юлия Константиновна**, студент кафедры электропривода и электрооборудования Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-32-55. E-mail: razorina2011@yandex.ru. Область научных интересов: энергосберегающие автономные системы электропитания.
- Рыбин Юрий Константинович**, 1943 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры компьютерных измерительных систем и метрологии Института кибернетики ТПУ. Р.т. 41-75-27. E-mail: rybin@tpu.ru. Область научных интересов: теория и конструирование генераторов низкочастотных измерительных электрических сигналов.
- Семенов Сергей Михайлович**, 1951 г.р., зав. лабораторией кафедры электропривода и электрооборудования Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-32-55. E-mail: ereo@enin.tpu.ru. Область научных интересов: энергосберегающие автономные системы электропитания.
- 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.
- Симонова Ольга Сергеевна**, аспирант кафедры теоретической и промышленной теплотехники Энергетического института ТПУ. Р.т. 41-76-54. E-mail: oshabunja@mail.ru. Область научных интересов: теплообмен в теплоизолированных трубопроводах с разрушенными участками тепловой изоляции, нестационарные тепловые режимы элементов энергетического оборудования на начальной

- стадии развития теплового процесса, моделирование участков трубопровода при их опрессовке.
- Смирнов Дмитрий Константинович**, 1982 г.р., аспирант кафедры атомных и тепловых электростанций Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-37-94. E-mail: sdk@cul.admin.tomsk.ru. Область научных интересов: моделирование теплоэнергетических установок и систем.
- Субботин Евгений Владимирович**, 1981 г.р., ст. преподаватель кафедры «Конструирование и технологии в электротехнике» Пермского национального исследовательского политехнического университета. Р.т. 8-(342)-239-18-48. E-mail: ktei@pstu.ru. Область научных интересов: математическое моделирование, реология полимерных материалов.
- Табакеев Роман Борисович**, 1986 г.р., аспирант кафедры парогенераторостроения и парогенераторных установок Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-39-10. E-mail: TabakaevRB@tpu.ru. Область научных интересов: подготовка твердого топлива к сжиганию, энергосбережение.
- Татур Валерий Владимирович**, 1951 г.р., канд. техн. наук, зав. конструкторско-технологической лабораторией Института мониторинга климатических и экологических систем СО РАН, г. Томск. Р.т. 49-29-51. E-mail: tatur@imces.ru. Область научных интересов: электроника, лазерная техника, приборостроение.
- Теушаков Олег Александрович**, 1953 г.р., главный инженер Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Р.т. 51-33-54. E-mail: toa@tusur.ru. Область научных интересов: автономные фотоэлектрические энергетические установки, высокоточные механизмы наведения.
- Титов Александр Анатольевич**, 1949 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры радиоэлектроники и защиты информации Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Р.т. 41-33-65. E-mail: TitovAA@gzi.tusur.ru. Область научных интересов: разработка широкополосных и полосовых усилителей мощности, методов их проектирования и расчета в линейном и нелинейном режимах.
- Траваджян Левон Мисакович**, 1987 г.р., аспирант кафедры микроэлектроники и биомедицинских приборов факультета технической кибернетики Армянского государственного инженерного университета, г. Ереван. Р.т. +3-(7410)-52-49-35. E-mail: mtravajyan@seua.am. Область научных интересов: разработка ферроэлектрических запоминающих устройств.
- Труфанова Наталия Михайловна**, 1955 г.р., д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой «Конструирование и технологии в электротехнике» Пермского национального исследовательского политехнического университета. Р.т. 8-(342)-239-18-48. E-mail: ktei@pstu.ru. Область научных интересов: математическое моделирование, реология полимерных материалов.
- Учайкин Сергей Викторович**, 1963 г.р., д-р физ.-мат. наук, ст. науч. сотр. D-Wave Systems Inc., г. Бёрнаби, Канада. Р.т. +1-604-3072635. E-mail: uchaikin@yahoo.com. Область научных интересов: физика низких температур, криоэлектроника, физика сверхпроводников, криогенные детекторы.
- Федоренко Александр Александрович**, 1947 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры «Электротехнические комплексы и системы» Политехнического института Сибирского федерального университета, г. Красноярск. Р.т. 8-(391)-227-42-39. E-mail: fedorenko47@inbox.ru. Область научных интересов: частотно управляемые асинхронные электроприводы.
- Фёдоров Александр Владимирович**, 1951 г.р., руководитель направления НИИ светодиодных технологий, г. Томск. Р.т. 55-56-80. E-mail: fedorov.06@mail.ru. Область научных интересов: преобразовательная техника, энергосберегающие автономные системы электропитания.
- Фёдоров Валерий Фёдорович**, 1945 г.р., ст. науч. сотр. лаборатории квантовой электроники Института оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН, г. Томск. Р.т. 49-29-89. E-mail: qel@asd.iao.ru. Область научных интересов: лазеры на парах металлов, радиофизика.
- Фёдоров Кирилл Валерьевич**, 1989 г.р., студент кафедры промышленной и медицинской электроники Института неразрушающего контроля ТПУ, г. Томск. Р.т. 41-96-05. E-mail: fedorovkv@sibmail.com. Область научных интересов: электроника.
- Филипас Александр Александрович**, 1963 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры «Электроника и автоматика физических установок» Северского технологического института НИЯУ «МИФИ». Р.т. 8-(382-3)-78-01-94. E-mail: alf@ssti.ru. Область научных интересов: управление процессами в технических и социальных системах, автоматизация технологических процессов и установок; повышение энергоэффективности технологических процессов и установок средствами автоматизации; оптимизация систем энергоснабжения.
- Филиппов Геннадий Алексеевич**, 1932 г.р., академик РАН, д-р техн. наук, профессор кафедры атомных и тепловых электростанций Энергетического института ТПУ, ведущий специалист ОАО ОКБ «Гидропресс», г. Подольск. Р.т. 42-08-37. E-mail: gafilip@yandex.ru. Область научных интересов: газодинамика двухфазных сред, ядерные и теплофизические процессы в оборудовании атомных электростанций, экономичность и надежность влажно-паровых турбин.
- Хабидуллин Артем Маратович**, 1989 г.р., магистрант кафедры теоретической и промышленной теплотехники Энергетического института ТПУ. Р.т. 42-08-33. E-mail: habik89@sibmail.com. Область научных интересов: холодильная техника, тепловая изоляция в технике низких температур.
- Халин Михаил Васильевич**, 1953 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры общей электротехники Алтайского государственного технического университета им. И.И. Ползунова, г. Барнаул. Р.т. 8-(385-2)-29-07-88. E-mail: temf@yandex.ru. Область научных интересов: электрофизика, теплофизика, расчет и проектирование энергоэффективных устройств и установок, электропроводящие композиционные материалы и изделия из них.
- Цехмestрюк Геннадий Семенович**, 1951 г.р., зам. начальника отделения, начальник отдела ОАО «Научно-производственный центр «Полюс», г. Томск. Р.т. 55-81-45. E-mail: polus@online.tomsk.net. Область научных интересов: вопросы теории и практики электрических машин, вентиляционных электродвигателей и электроприводов, информационных микромашин.
- Чан Хоанг Куанг Минь**, 1985 г.р., аспирант кафедры электроэнергетических сетей и систем Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-38-21. E-mail: thqminhtk@gmail.com. Область научных интересов: вероятностные задачи электроэнергетики.
- Чебуренко Денис Сергеевич**, 1988 г.р., аспирант кафедры вычислительной техники Института кибернетики ТПУ.

- Р.т. 70-16-09. E-mail: denleader@mail.ru. Область научных интересов: методы и средства измерений магнитных и электрических величин, электронные и микропроцессорные системы.
- Шаманин Игорь Владимирович**, 1962 г.р., д-р физ.-мат. наук, академик АИН, профессор кафедры «Физико-энергетические установки», руководитель отделения «Ядерных технологий» Физико-технического института ТПУ. Р.т. 41-63-63. E-mail: shiva@tpu.ru. Область научных интересов: оптимизация физических характеристик ядерного реактора, ядерное материаловедение, перспективные ядерные топливные циклы.
- Шестакова Вера Васильевна**, канд. техн. наук, доцент кафедры электроэнергетических систем Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-38-21. E-mail: shestakova@tpu.ru. Область научных интересов: релейная защита и автоматическое управление в электроэнергетических системах.
- Шеффер Николай Анатольевич**, 1982 г.р. аспирант кафедры госпитальной хирургии Сибирского государственного медицинского университета, г. Томск. Р.т. 64-61-93. E-mail: schefer@front.ru. Область научных интересов: хирургия.
- Шиняков Юрий Александрович**, 1950 г.р., д-р техн. наук, директор НИИ космических технологий Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Р.т. 90-01-62. E-mail: shua@main.tusur.ru. Область научных интересов: автономные фотоэлектрические энергетические установки, системы АСУ ТП.
- Шмойлов Анатолий Васильевич**, 1939 г.р., канд. техн. наук, доцент кафедры электроэнергетических сетей и систем Энергетического института ТПУ. Р.т. 56-38-21. E-mail: shm_av@rambler.ru. Область научных интересов: вероятностные задачи электроэнергетики.
- Шурьгин Юрий Алексеевич**, 1946 г.р., д-р техн. наук, профессор, ректор Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Р.т. 51-05-30. E-mail: office@tusur.ru. Область научных интересов: системы АСУ ТП, специальные системы электроприводов и электропитания.
- Шухлов Игорь Валериевич**, 1987 г.р., техник ОАО «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов», г. Томск. Р.т. 48-84-84. E-mail: advisor30@sibmail.com. Область научных интересов: разработка импульсных СВЧ-генераторов на диодах Ганна.
- Щербинин Алексей Григорьевич**, 1964 г.р., д-р техн. наук, профессор кафедры «Конструирование и технологии в электротехнике» Пермского национального исследовательского политехнического университета. Р.т. 8-(342)-239-18-48. E-mail: ktei@pstu.ru. Область научных интересов: математическое моделирование, реология полимерных материалов.

Редактирование и корректура *М.А. Шустов*
Компьютерная верстка *О.Ю. Аршинова*
Перевод на англ. язык *С.В. Жаркова*

Подписано к печати 11.05.2012. Формат 60x84/8. Бумага «Снегурочка».
Печать XEROX. Усл. печ. л. 22,8. Уч.-изд. л. 20,6.
Заказ 594-12. 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, shustov@tpu.ru