

Периодический рецензируемый научно-технический журнал «Электроника и электрооборудование транспорта» является коллективным членом Академии электротехнических наук РФ.

Учредитель и издатель – Научно-производственное предприятие «Томилинский электронный завод».

Журнал включен в перечень изданий, рекомендованных ВАК для апробации кандидатских и докторских диссертаций.

Свидетельство
о регистрации СМИ
ПИ №ФС 77-29963
от 17 октября 2007 г.

Главный редактор:
А.Г. Бабак, к.т.н.

Редакционный совет:

М.П. Бадёр, д.т.н., профессор,
Л.А. Герман, д.т.н., профессор,
В.Н. Дианов, д.т.н., профессор,
Ю.М. Иньков, д.т.н., профессор,
К.Л. Ковалёв, д.т.н., профессор,
А.С. Космодамианский, д.т.н.,
профессор,
А.С. Мазнёв, д.т.н., профессор,
Г.Г. Рябцев, д.т.н., профессор,
В.И. Сарбаев, д.т.н., профессор,
В.Е. Ютт, д.т.н., профессор.

Выпускающий редактор:
Н.А. Климчук.

Редакция:

140070, Московская область,
Люберецкий район, п. Томилино,
ул. Гаршина, д. 11.
Тел./факс: (495) 500-40-20,
(495) 557-21-92
E-mail: npptez@mail.ru
Сайт: www.npptez.ru

Подписано в печать:
22.03.2017 г.

Отпечатано:

ГУП МО «Коломенская типография».
140400, г. Коломна,
ул. III Интернационала, д. 2а.
E-mail: bab40@yandex.ru

Формат 60x90/8,
бумага мелованная, объем 7 п.л.,
тираж 1000 экз., заказ 271

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ И ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ

Исмагилов Ф.Р., Вавилов В.Е., Тарасов Н.Г.

Перспективный магнитоэлектрический генератор для системы электроснабжения летательного аппарата с повышенным постоянным напряжением 270 В. 2

Коняхин С.Ф., Коняхин В.С.

Автотрансформаторно-выпрямительные устройства в системах электроснабжения летательных аппаратов. Равномерные топологические структуры. 7

Спиридонов Е.А., Басаргина Г.С.

Имитационная модель для оценки эффективности рекуперативного торможения в условиях городского электрического транспорта 14

МЕХАТРОННЫЕ СИСТЕМЫ, ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Гельвер Ф.А.

Способ торможения и реверса многодвигательной гребной электрической установки с тремя гребными винтами 20

Гридин В.М.

Характеристики моментных бесконтактных двигателей постоянного тока с симметричной и несимметричной обмотками 28

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ, ДАТЧИКИ

Сурайкин А.И., Суменков А.Н.

Электрофизические параметры GaAs-диодных p-i-n-структур. 32

Попов Ю.В., Фомин А.Г.

Датчики бортовых устройств регистрации 36

ПРОБЛЕМЫ КАЧЕСТВА И НАДЕЖНОСТИ, СЕРТИФИКАЦИЯ, СТАНДАРТИЗАЦИЯ

Денисов И.В., Смирнов А.А.

Исследование надежности датчика скорости автомобиля Lada Kalina в гарантийный период эксплуатации. 40

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Аполлонский С.М., Горский А.Н., Никитин В.В.

Проблемы электромагнитной безопасности в современных электроэнергетических системах железнодорожного транспорта 43

Перспективный магнитоэлектрический генератор для системы электроснабжения летательного аппарата с повышенным постоянным напряжением 270 В

// Promising magneto generator for the power supply system of the aircraft with a high constant voltage of 270 V //

**Исмагилов Ф.Р., д.т.н., профессор,
Вавилов В.Е., к.т.н., Тарасов Н.Г.,
УГАТУ, г. Уфа**

В статье представлена концепция перспективной системы генерирования электроэнергии для летательных аппаратов, обладающей повышенной надежностью и минимальными массогабаритными показателями. Разработан и испытан магнитоэлектрический интеллектуальный генератор для перспективной системы генерирования электроэнергии.

Ключевые слова: система генерирования электроэнергии летательного аппарата, интеллектуальный генератор.

На сегодняшний день система электрооборудования летательного аппарата (ЛА) является одной из основных систем. Она состоит из системы электроснабжения и различных групп потребителей. Концепция современного электрического самолета подразумевает использование электромеханических приводов для управления ЛА, что, в свою очередь, полностью зависит от системы электроснабжения. При увеличении групп потребителей требуется увеличение мощности основного источника электроснабжения, а это увеличит общую массу летательного аппарата. Следовательно, важной задачей является создание современной системы электроснабжения ЛА, способной обеспечить необходимым объемом электроэнергии и при этом обладающей минимальной массой.

Система генерирования в разных сочетаниях состоит из источника электроэнергии, преобразователя электроэнергии, устройств, осуществляющих управление, регулирование, защиту источников и преобразователей, устройств, обеспечивающих параллельную работу источников и аппаратов встроенного контроля и диагностики. На борту ЛА имеются сети переменного и постоянного

The paper presents the current system of power generation of the aircraft. The concept of advanced systems of power generation for aircraft with high reliability and minimal size / weight parameters. Developed and tested magnetolectric intelligent generator for advanced systems of power generation.

Keywords: system of power generation aircraft, intellectual generator.

тока. С развитием сетей электроснабжения ЛА при увеличении мощности потребителей перспективным становится обширное применение сетей с повышенным напряжением переменного тока 400/230 В и сетей с повышенным напряжением постоянного тока 270 В. Это позволит снизить потери в самих сетях. Значительную часть электроэнергии переменного тока потребляют приводы насосов, необходимых для управления гидравлическими приводами. При замене данных гидравлических приводов на сервоприводы, потребляющие постоянный ток 270 В, значительно сократится сеть переменного тока, что позволит уменьшить общую массу электрической сети ЛА [1–5]. Системы электроснабжения с повышенным напряжением постоянного тока 270 В широко применяются в структурах систем генерирования электроэнергии на борту таких самолетов, как Boeing 787, F-22 и F-35. Для таких систем в качестве основного источника генерирования электроэнергии используется магнитоэлектрический генератор совместно с блоком выпрямителя. Преимущество таких систем заключается в простоте конструкции и максимальной надежности источника генерирования электроэнергии.

Целью данной работы являются разработка и подтверждение преимуществ системы электроснабжения, состоящей из магнитоэлектрического генератора и блока выпрямителя.

На сегодняшний день одними из самых распространенных типов источников генерирования электроэнергии, применяемых в летательных аппаратах, являются бесконтактные синхронные трехкаскадные генераторы с вращающимися выпрямителями [6]. Их достоинство заключается в том, что мощность на возбуждение возбудителя основного генератора поступает не из сети, а отбирается от авиадвигателя посредством системы редукторов, обеспечивающих стабильную частоту вращения генератора, через электромеханическое преобразование в подвозбудителе. Данные генераторы используются совместно с блоками регулирования защиты и управления. При этом подвозбудитель используется в качестве источника питания цепей регулирования, защиты и управления системами электроснабжения. Такие генераторы широко применяются на многих отечественных и зарубежных ЛА. Так, трехкаскадный генератор мощностью 16 кВА с принудительным охлаждением и частотой вращения ротора 8000 об/мин имеет массу 16 кг, а непосредственным жидкостным охлаждением и частотой вращения 12000 об/мин при повышенной интеграции в привод гидромашины обладает массой 9 кг.

Один из способов снижения массы системы электроснабжения – увеличение частоты вращения ротора основного источника генерирования энергии, позволяющее снизить массу самого ротора за счет уменьшения индуктора основной рабочей части. Еще один способ снижения массы – применение магнитоэлектрических генераторов в качестве основного источника генерирования электроэнергии совместно с блоком выпрямителя. Применение таких

генераторов стало возможным с развитием технологий и промышленным освоением магнитов на основе интерметаллических соединений редкоземельных материалов в качестве основного источника возбуждения для электромеханического преобразователя энергии. При использовании данных магнитов в генераторе, аналогичном по выходной мощности генератору ГТ16ПЧ8Е, в качестве основного источника возбуждения отпадает необходимость использования подвозбудителя и возбудителя, что позволяет значительно снизить массу генератора. При использовании блока выпрямителя стабилизатора совместно с данным магнитоэлектрическим генератором сеть электроснабжения при такой системе генерирования будет двухпроводной с постоянным напряжением, что позволит снизить массу сети в два раза. Еще одно из преимуществ использования такой системы генерирования – возможность прямого соединения магнитоэлектрического генератора непосредственно с авиадвигателем, без привода постоянной частоты вращения, обеспечивающего постоянную частоту вращения генератора. При таком подключении генератора частота вращения вала становится нестабильной и, следовательно, выходные параметры будут тоже нестабильными. Для получения необходимых выходных параметров магнитоэлектрический генератор должен работать совместно с блоком выпрямителя и стабилизатора. Для магнитоэлектрического генератора на 16 кВА блок выпрямителя стабилизатора будет иметь массу 10 кг. Тогда общая масса системы генерирования будет составлять 20 кг. При этом из системы редукторов исключается привод постоянной частоты вращения, обладающий массой 14 кг.

Одним из преимуществ магнитоэлектрических генераторов является простота конструкции, что обеспечивает высокий ресурс данных машин. Основными причинами выхода из строя таких генераторов являются разрушения подшипниковых опор из-за механических колебаний и вибраций ротора и разрушения изоляции обмотки статора из-за ее перегрева. При использовании генератора нестабильной частоты вращения важными задачами являются отслеживание и контроль вибраций, возникающих на роторе. Для этого необходимо повысить интеллектуальность данного генератора, установить датчики вибрации так, чтобы

отследить колебания ротора в трех плоскостях и при повышении вибрации изменить частоту вращения ротора так, чтобы уменьшить резонансные колебания, вызывающие вибрации. В зависимости от различной нагрузки на генератор и различной

частоты вращения на обмотках статора магнитоэлектрического генератора будет протекать различный ток, что может привести к перегреву обмоток. Для контроля температуры на обмотках магнитоэлектрического генератора необходимо установить датчики температуры непосредственно в лобовых частях самой обмотки и в зависимости от температуры регулировать подачу охлаждающего воздуха для выдерживания стабильной температуры обмоток. Данные методы контроля за вибрациями ротора и температурой обмоток обеспечивают самодиагностику генератора и позволяют увеличить ресурс. Подобную систему генерирования электроэнергии с возможностью самодиагностики можно назвать интеллектуальной, так как она способна в автоматическом режиме обеспечить необходимые благоприятные условия для работы всей системы генерирования.



Рис. 1. Генератор ГТ16ПЧ8Е и БРЗУ115ВО2с

Для достижения поставленной задачи нами был рассмотрен бесконтактный синхронный генератор с вращающимися выпрямителями ГТ16ПЧ8Е с принудительным воздушным охлаждением, частотой вращения ротора 8000 об/мин (рис. 1), который применяется совместно с БРЗУ115ВО2с.

Бесконтактный синхронный генератор с вращающимися выпрямителями ГТ16ПЧ8Е состоит из трех рабочих частей. Подвозбудитель генератора состоит из ротора с постоянными магнитами и статора, общая масса которых составляет 1,24 кг. Возбудитель генератора представляет собой вращающийся трансформатор обратной конструкции и имеет массу 2,05 кг. Основная рабочая часть генератора представляет собой классическую синхронную машину, имеющую массу 7,5 кг. Общая масса генератора ГТ16ПЧ8Е составляет 16 кг,

Таблица 1. Результаты расчетов основных геометрических размеров и параметров магнитоэлектрического генератора

Расчетные параметры	Ед. изм.	Значение
Линейное напряжение холостого хода, U_0	В	325
Частота тока фазы холостого хода, f_1	Гц	600
Напряжение фазы, U_{s1}	В	179
Ток фазы (действующее значение)	А	30,11
Плотность тока в обмотке	А/мм ²	10,08
Линейная нагрузка	А/м	20709
Тепловой фактор	А ² /мм ³	20,88
Мощность генератора, S	кВА	16,176
Омические потери в меди статора	Вт	227,7
Потери в стали	Вт	200
Коэффициент мощности, $\cos\varphi$	–	0,92
Номинальная частота вращения, n	об/мин	12000
Полный КПД генератора		0,95
Активное сопротивление и сопротивление рассеяния, R_s/X_s	Ом	0,0083/0,14
Кратность размагничивающего тока, K_p	–	8
Индуктивное сопротивление фазы по осям d-q, X_d/X_q	Ом	0,74/1,1

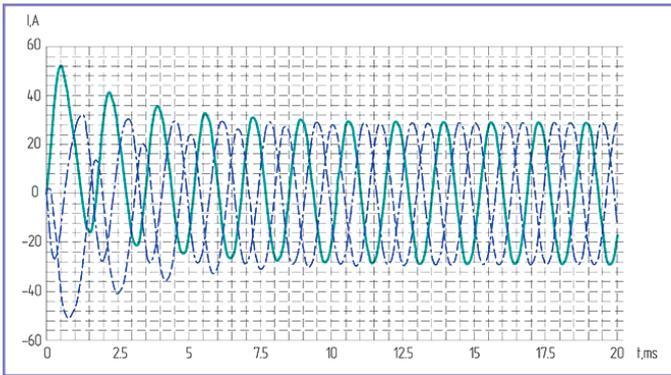


Рис. 2. Осциллограммы токов в обмотках магнитоэлектрического генератора

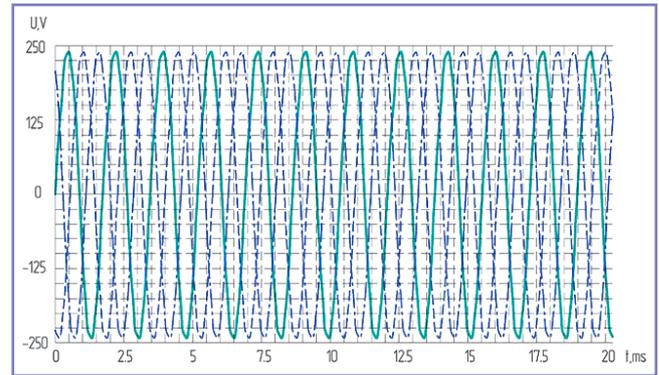


Рис. 3. Осциллограмма напряжений в обмотках магнитоэлектрического генератора

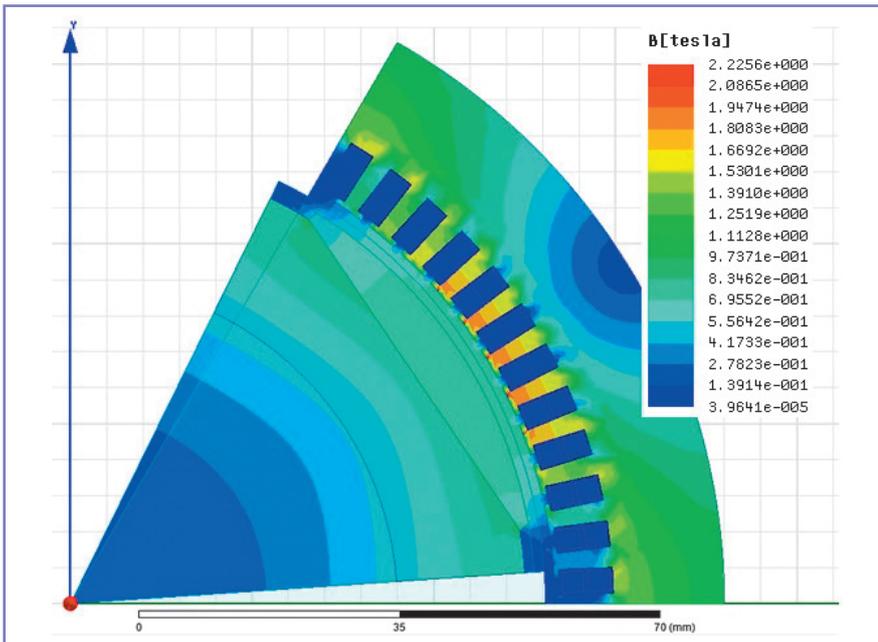


Рис. 4. Расчеты магнитной цепи магнитоэлектрического генератора

а масса блока регулирования защиты и управления, применяемого совместно с данным генератором, составляет 4,5 кг.

Нами был произведен расчет магнитоэлектрического генератора,

аналогичный по выходной мощности генератору ГТ16ПЧ8Е, но при увеличенной частоте вращения ротора до 12 000 об/мин. В качестве индуктора были выбраны высококоэрцитивные постоянные магниты Sm_2Co_{17}

с остаточной индукцией B_r не менее 1,1 Тл и коэрцитивной силой постоянного магнита по намагниченности $H_c = 812$ кА/м. При расчете, проведенном в программном комплексе Ansoft Maxwell, были получены основные выходные параметры (таблица 1), произведены расчеты токов (рис. 2) и напряжений (рис. 3) в обмотках магнитоэлектрического генератора, а также расчет магнитной цепи (рис. 4).

По результатам электромагнитного расчета была получена масса основной рабочей части магнитоэлектрического генератора

$$M = M_a + M_R = 3,795 + 2,067 = 5,862 \text{ кг.}$$

Из расчетов видно, что масса основной рабочей части магнитоэлектрического генератора меньше массы генератора ГТ16 с принудительным воздушным охлаждением на 1,7 кг. При удалении из генератора ГТ16 подвозбудителя и возбудителя масса уменьшается на 3,1 кг.

По результатам расчетов разработана конструкция магнитоэлектрического генератора на 16 кВА и изготовлен



Рис. 5. Макетный образец магнитоэлектрического генератора ГТ16

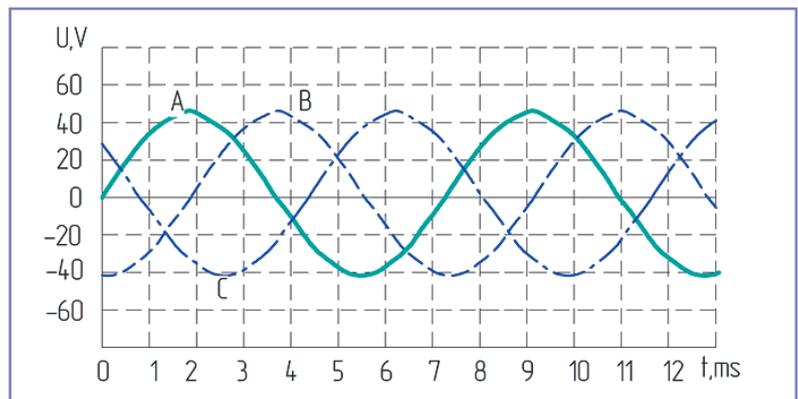


Рис. 6. Осциллограмма напряжения макетного образца магнитоэлектрического генератора при холостом ходе

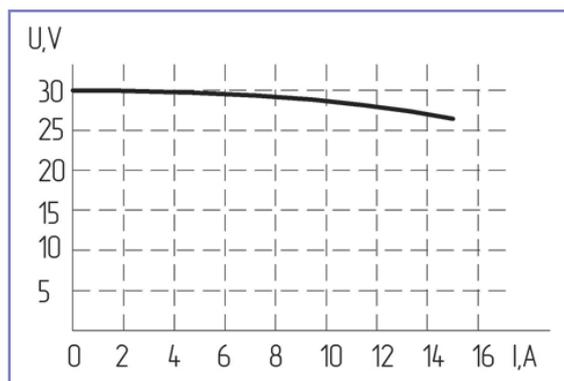


Рис. 7. Зависимость напряжения от тока макетного образца магнитоэлектрического генератора

макетный образец (рис. 5) с индуктором, выполненным из высококоэрцитивных постоянных магнитов Sm_2Co_{17} (рис. 6), с рабочей частотой вращения ротора 12000 об/мин и принудительным охлаждением. Статор макетного магнитоэлектрического генератора изготовлен аналогично статору генератора ГТ16ПЧ8Е.

Общая масса данного макетного образца составила 10,1 кг, что по сравнению с массой генератора ГТ16 с непосредственным охлаждением имеет разницу в 1,1 кг. Блок выпрямителя-стабилизатора для совместной работы с магнитоэлектрическим генератором обладает массой 10 кг.

Данный макетный образец магнитоэлектрического генератора был

испытан при пониженной частоте вращения (2700 об/мин). На рис. 6 показана осциллограмма напряжения во всех фазах макетного образца магнитоэлектрического генератора при холостом ходе, на рис. 7 – зависимость падения напряжения от тока.

Для проверки работоспособности системы самодиагностики магнитоэлектрических генераторов на данном макетном образце

на лобовые части обмоток по наружному диаметру были установлены два датчика температуры. Для контроля вибрации на роторе датчики вибрации были установлены так, чтобы производить контроль сразу в трех плоскостях – два датчика на вал ротора, расположенные под углом 90 градусов между собой, и ещё один датчик на торец ротора, расположенный под углом 90 градусов относительно первых двух датчиков. Общая масса данной системы самодиагностики составила 5 кг.

Для выявления наилучшего варианта системы электроснабжения был проведен сравнительный анализ, результаты которого представлены в таблице 2.

Из таблицы 2 видно, что система электроснабжения на базе магнито-

электрического генератора совместно с блоком выпрямителя и системой самодиагностики обладает наилучшими выходными параметрами и минимальной массой. При данной системе генерирования сеть электроснабжения становится в два раза легче, так как используется двухпроводная сеть постоянного напряжения вместо четырехпроводной сети переменного тока.

Работа выполнена при поддержке Совета по грантам при Президенте РФ, проект НШ-6858.2016.8.

Литература

1. Moir I., Seabridge A. Aircraft systems: Mechanical, electrical, and avionics subsystems integration, Third edition // John Wiley & Sons, 2008, p. 181–238.
2. Rajashekara K., Grieve J., Daggett D. Hybrid Fuel Cell Power in Aircraft: A feasibility study for onboard power generation using a combination of solid oxide fuel cells and gas turbines // IEEE Industry Application Magazine, vol. 14, no. 3, 2008, p. 54–60.
3. Xin Zhao, Guerrero J.M., Xiaohua Wu. Review of aircraft electric power systems and architectures // Energy Conference (ENERGYCON), 2014 IEEE International, p. 949–953.
4. Jones R.I. The More Electric Aircraft: the past and the future // Electrical Machines and Systems for the More Electric Aircraft, 1999, p. 1/1–1/4.
5. Dieter Gerling, Mohammed Alnajjar. Six-Phase Electrically Excited Synchronous Generator for More Electric Aircraft // International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2016, p. 7–13.
6. Электрооборудование летательных аппаратов: учебник для вузов. В 2 томах. Т. 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов / под ред. С.А. Грузкова. – М.: МЭИ, 2005. – 568 с.: ил.

Исмагилов Флюр Рашитович

Родился в 1944 году. Окончил Уфимский авиационный институт по специальности «Электрические машины и аппараты». Доктор технических наук, профессор. В 1988 году защитил диссертацию по теме «Электромеханические элементы систем управления со сложной геометрией подвижной части». Опыт работы – более 40 лет. В настоящее время работает заведующим кафедрой электромеханики УГАТУ. Заслуженный работник высшей школы РФ, заслуженный изобретатель РФ, заслуженный создатель космической техники. Имеет более 300 научных трудов и более 150 патентов РФ.

Таблица 2. Основные параметры генераторов

Параметры	Единица измерения	ГТ16ПЧ8Е	Магнитоэлектрический генератор
Мощность	кВА	16,2	16,176
Частота вращения ротора	об/мин	8000	12 000
Напряжение фазы	В	120	179
Частота перемагничивания	Гц	400	600
Плотность тока в обмотке	А/мм ²	14,8	10,08
Линейная нагрузка	А/м	30542,8	20709
Омические потери в меди статора	Вт	441,95	227,7
Масса подвозбудителя	кг	1,04	-
Масса возбудителя	кг	2,05	-
Масса основной рабочей части	кг	6,697	5,862
Полный КПД		0,92	0,95
Ресурс генератора	моточасы	6000	10 000
Масса генератора	кг	15,8	10,1
Масса электронного блока	кг	4,5 (БРЗУ)	10 (выпрямитель-стабилизатор)
Масса привода постоянной частоты	кг	14	-
Масса дополнительного блока	кг		5 (система самодиагностики)
Полная масса	кг	34,3	25,1

Вавилов Вячеслав Евгеньевич

Родился в 1988 году. В 2010 году окончил Уфимский государственный авиационный технический университет по специальности «Электромеханика». Кандидат технических наук. Опыт работы – 10 лет. В настоящее время работает старшим преподавателем кафедры электромеханики УГАТУ. Имеет более 150 научных трудов и более 50 патентов РФ.

Тарасов Николай Геннадиевич

Родился в 1994 году. В 2016 году окончил Уфимский государственный авиационный технический университет по специальности «Специальные электромеханические системы». Опыт работы – 3 года. В настоящее время работает инженером СКБ-3 кафедры электромеханики УГАТУ и учится

в аспирантуре. Имеет 15 научных трудов и 9 патентов РФ.

Ismagilov Flur

Was born in 1944. He graduated from Ufa State Aviation Technical University with degree in «Electrical machines and devices». He is Doctor of Technical sciences, professor. In 1988 he defended a dissertation by the theme «Electromechanical control systems with complex geometry of movable part». He has 40 years of work experience. At present he works as Head of electro mechanics department of Ufa State Aviation Technical University. He is Honorary Figure of Russian Higher Education, Honored Inventor of the Republic of Belarus, Honored Creator of Space Systems. He has more than 300 scientific papers and more than 150 patents of Russian Federation.

Vavilov Vyacheslav

Was born in 1988. In 2010 he graduated from Ufa State Aviation Technical University with degree in «Electromechanics». He is Candidate of Technical Sciences. He has 10 years of work experience. At present he works as Head teacher of Electromechanics department of Ufa State Aviation Technical University. He has more than 150 scientific papers and more than 50 patents of Russian Federation.

Tarasov Nikolai

Was born in 1994. In 2016 he graduated from Ufa State Aviation Technical University with degree in «Special electomechanical systems». He has works as engineer of Student construction department – 3 of Ufa State Aviation Technical University and studies at postgraduate school. He has 15 scientific papers and 9 patents of Russian Federation.

Автотрансформаторно-выпрямительные устройства в системах электроснабжения летательных аппаратов.

Равномерные топологические структуры

// Autotransformer rectifier units in aircraft electric power supply systems.
Topological Uniform structures //

Коняхин С.Ф., к.т. н., Коняхин В.С.,
АО «Аэроэлектромаш», г. Москва

В статье рассмотрены основные топологические структуры автотрансформаторных узлов АТВУ с равномерным восемнадцатипульсным выпрямлением. Для всех топологий получены основные расчетные соотношения, определены габаритные мощности и коэффициенты искажения синусоидальности потребляемого тока. Ключевые слова: АТВУ, равномерное девятифазное преобразование, восемнадцатипульсное выпрямление, топологические структуры, треугольник, звезда, шестиугольник, Т-схема.

Топологические структуры и методы исследования

Автотрансформаторно-выпрямительные устройства (АТВУ) – относительно новые в авиационной электроэнергетике агрегаты – являются системообразующими элементами каналов постоянного тока повышенного напряжения вторичных систем электроснабжения современных летательных аппаратов, преимущественно тяжелых широкофюзеляжных транспортных самолетов и пассажирских лайнеров.

АТВУ состоит из автотрансформаторного узла (АТ), преобразующего входную трехфазную систему напряжений в многофазную с изменением или без изменения уровня фазных напряжений, и мостового диодного выпрямительного моста с числом входов, равным числу сформированных фаз. Основное назначение АТВУ в бортовой системе электроснабжения – создание локальной шины постоянного тока с высоким качеством электроэнергии (низким уровнем пульсаций) при обеспечении требуемого качества (коэффициента искажения) потребляемого от первичной сети тока. Как показано в работе [1], эти требования успешно реализуются устройствами с равномерным девятифазным

The basic uniform topological structures of ATRU with eighteen-pulse rectification are described. Main calculating proportions for considered topologies are derived and each structure's power-to-size ratios and input current THDs are determined. Keywords: ATRU, uniform nine-phase conversion, eighteen-pulse rectification, topological structures, delta-connection, wye-connection, hexagon-connection, T-connection.

преобразованием и восемнадцатипульсным выпрямлением.

В электротехнике используется много вариантов организации АТВУ подобного типа, отличающихся друг от друга массогабаритными показателями, качеством потребляемого тока, технологичностью, КПД и прочими параметрами, при этом наиболее общим квалифицирующим признаком представляются топологии автотрансформаторного узла «Треугольник», «Звезда», «Шестиугольник», схема Скотта (Т-схема). Ниже будут подробно рассмотрены различные варианты АТВУ, базирующиеся на этих топологических формах.

При анализе будут использоваться топологические диаграммы, аналогичные диаграммам в работе [1], дающие наглядное представление о строении, особенностях и свойствах рассматриваемых устройств. Все АТВУ работают на одинаковую резистивную нагрузку, например, 10 кВт, и питаются одинаковым трехфазным напряжением, в данном случае – 115 В. Индексом 0 будем обозначать фазы входного напряжения (напряжения питания), индексами 1, 2 и 3 – фазы выходных напряжений. Входное трехфазное напряжение (напряжение питания АТВУ) подается в узлы A_0, B_0, C_0

автотрансформатора, выходное девятифазное напряжение снимается с узлов $A_1-A_2-A_3, B_1-B_2-B_3$ и $C_1-C_2-C_3$.

Надо отметить, что аналитическое определение действующих значений токов, протекающих через все обмотки и цепи АТВУ и имеющих сложную прерывистую форму, представляет собой решаемую, но непростую задачу. Для определения указанных выше токов применено имитационное компьютерное моделирование, которое представляется наиболее рациональным методом решения подобных задач. При этом важно, чтобы получаемые на экране компьютера изображения не становились самоцелью и, будучи используемыми в качестве инструмента, не замещали бы собой понимание физики исследуемых процессов. Именно результаты моделирования используются при описании и сравнении рассматриваемых топологий. Аналогичным методом пользуются и другие авторы [2]. При исследовании предполагалось, что во всех АТВУ используются идеальные трансформаторы (автотрансформаторы) и идеальные диоды.

Обозначать рассматриваемые топологии по мере их появления в настоящей статье будем последовательными буквами латинского алфавита.

Топология «Треугольник»

На рис. 1 показаны две структуры АТ, имеющие топологию «Треугольник», осуществляющие преобразование числа фаз входного напряжения без изменения его уровня [3]. Мы знаем [1], что выходное напряжение АТВУ с подобными автотрансформаторами равно $V_{D9} = 2,773 V$, где V – действующее значение входного фазного напряжения, что при напряжении в бортовой сети 115 В составляет $115 \cdot 2,773 = 318,9$ В (320 В).

Топология А

На примере топологии А на рис. 1 подробно покажем определение

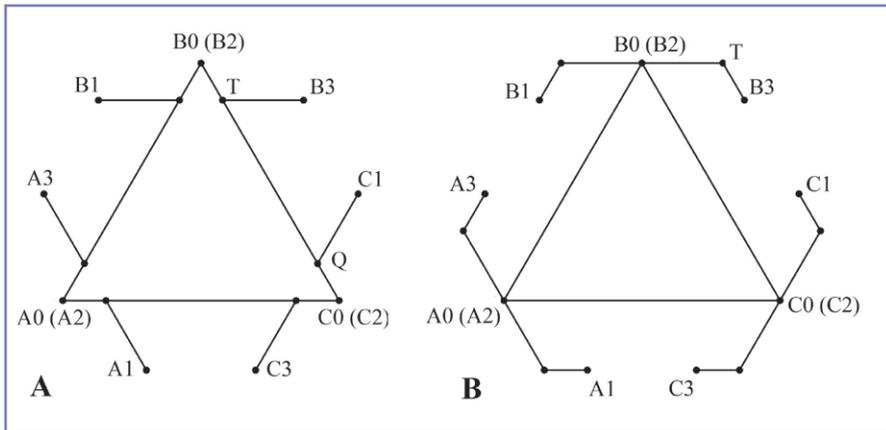


Рис. 1. Топологические структуры «Треугольник» с коэффициентом трансформации $k = 1$

основных расчетных соотношений автотрансформатора.

Очевидно, что отношения чисел витков обмоток автотрансформатора и напряжений на них равны отношениям длин соответствующих им (обмоткам) отрезков фигуры, изображенной на рис. 2, определяемых с помощью несложных геометрических построений и теоремы синусов.

Соединив точки B_0 и B_3 отрезком прямой линии, определяем углы образовавшихся треугольников ΔOB_0B_3 и ΔTB_0B_3 . Приняв $A_0B_0 = 1$ и учитывая, что B_0B_3 – хорда окружности с центром в точке O , получаем

$$A_0B_0 = 1;$$

$$B_0B_3 = 2 \cdot OB_0 \cdot \sin\left(\frac{40^\circ}{2}\right) = \\ = \frac{2}{\sqrt{3}} A_0B_0 \cdot \sin 20^\circ = \\ = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin 20^\circ = 0,395;$$

$$\frac{B_0B_3}{\sin 120^\circ} = \frac{TB_0}{\sin 20^\circ} \Rightarrow TB_0 = \frac{\sin 20^\circ}{\sin 120^\circ} B_0B_3 = \\ = \frac{\sin 20^\circ}{\sin 120^\circ} 0,395 = 0,156;$$

$$\frac{B_0B_3}{\sin 120^\circ} = \frac{TB_3}{\sin 40^\circ} \Rightarrow TB_3 = \frac{\sin 40^\circ}{\sin 120^\circ} B_0B_3 = \\ = \frac{\sin 40^\circ}{\sin 120^\circ} 0,395 = 0,293;$$

$$TQ = A_0B_0 - 2TB_0 = 1 - 2 \cdot 0,156 = 0,688.$$

Учитывая симметричность структуры, этого вполне достаточно для расчета всего автотрансформатора.

Обобщающим параметром, позволяющим корректно проводить сравнение различных топологий АТВУ, является габаритная мощность автотрансформаторного узла $P_r = \frac{1}{2} \sum (V_i I_i)$, где V_i и I_i – действующие значения напряжения

и тока каждой i -й обмотки автотрансформатора.

При напряжении питания 115 В и линейной нагрузке суммарной мощностью 10 кВт напряжения и токи в обмотках автотрансформатора с топологией А составляют $V_{B_0C_0} = 199,2 \cdot (115 \cdot \sqrt{3})$ В, $V_{B_0T} = 31$ В, $V_{TQ} = 137$ В, $V_{TB_3} = 58,3$ В, $I_{B_0T} = 10,8$ А, $I_{TQ} = 2,6$ А, $I_{TB_3} = 9,7$ А. Очевидно, что все токи в таком режиме имеют синусоидальную форму. Габаритная мощность автотрансформатора равна

$$P_{r_A} = \frac{1}{2} \cdot 3 \cdot (2V_{B_0T} I_{B_0T} + 2V_{TB_3} I_{TB_3} + \\ + V_{TQ} I_{TQ}) = 3235 \text{ Вт}.$$

Очевидно, что при любой нагрузке отношение габаритной мощности АТ к мощности нагрузки будет постоянным. Это обстоятельство позволяет ввести безразмерную величину p , которую можно назвать, например, относительной габаритной мощностью, равную отношению габаритной мощности к мощности нагрузки

$$p = \frac{P_r}{P_H}$$

и характеризующую конкретную топологию автотрансформаторного узла. Для топологии А $p_A = 0,3235$.

При работе автотрансформатора на мостовой девятифазный выпрямитель токи в его цепях имеют сложную форму, далекую от синусоиды. Понятно, что при той же мощности нагрузки (нагрузки выпрямителя) действующие значения этих токов будут отличны от токов при работе на линейную нагрузку.

При напряжении питания 115 В и нелинейной выпрямительной нагрузке мощностью 10 кВт ($V_{D_9} = 320$ В, $I_H = 31$ А) токи в обмотках автотрансформатора с топологией А равны $I'_{B_0T} = 15,7$ А, $I'_{TQ} = 5,35$ А, $I'_{TB_3} = 14,9$ А. Напряжения на обмотках по-прежнему синусоидальны

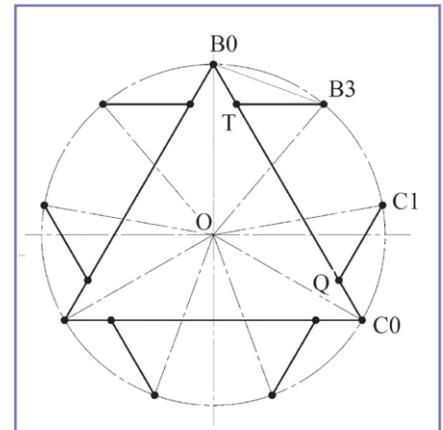


Рис. 2. К определению основных расчетных соотношений автотрансформаторного узла топологии А

и описываются выведенными выше соотношениями. Габаритная мощность автотрансформатора при работе на выпрямительную нагрузку

$$P'_{r_A} = \frac{1}{2} \cdot 3 \cdot (2V_{B_0T} I'_{B_0T} + 2V_{TB_3} I'_{TB_3} + \\ + V_{TQ} I'_{TQ}) = 5165 \text{ Вт}.$$

Соответственно, относительная габаритная мощность $p'_A = 0,5165$.

По аналогии с относительной габаритной мощностью введем также безразмерную величину, характеризующую токовую загрузку отдельных ветвей АТВУ, которую будем называть относительным током. Относительный ток ветви i' равен отношению действующего значения тока конкретной ветви i АТВУ к постоянному току нагрузки

$$i'_i = \frac{I'_i}{I_H}$$

Для топологии А $i'_{B_0T} = 0,51$, $i'_{TQ} = 0,17$, $i'_{TB_3} = 0,48$.

Аналогичным образом, введя понятие относительного напряжения, можно охарактеризовать и геометрические соотношения, выведенные выше. Относительным напряжением на обмотке АТ будем считать отношение действующего значения напряжения на ней к напряжению питания АТВУ

$$v'_i = \frac{V'_i}{V}$$

или, что то же самое, отношение длины отрезка, соответствующего данной обмотке, к длине отрезка, соединяющего точки подачи питания.

При заданных напряжении питания и мощности нагрузки совокупность относительных токов i' и напряжений v'_i составляет практически исчерпывающую исходную информацию для начала

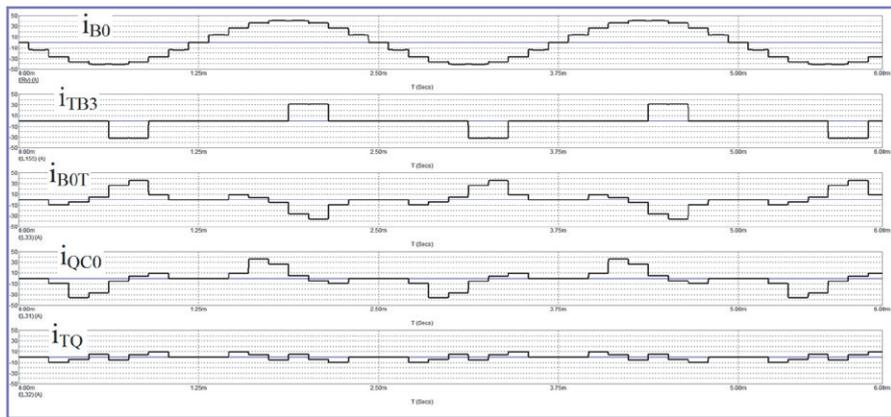


Рис. 3. Формы потребляемого тока и токов в различных цепях АТВУ с автотрансформаторным узлом топологии А

проектирования автотрансформаторно-го узла АТВУ.

Формы потребляемого тока и токов в различных цепях АТВУ при идеальном автотрансформаторе с током намагничивания, равным нулю и не имеющим паразитных параметров, и идеальных диодах выпрямительного моста представлены на рис. 3. Коэффициент искажения синусоидальности кривой тока K_I , определяемый как величина, равная отношению действующего значения суммы гармонических составляющих к действующему значению основной составляющей переменного тока [4], для топологии А равен $K_{IA} = 8,8\%$.

Надо отметить, что осциллограммы на рис. 3 подтверждают приведенные

выше соображения о целесообразности использования компьютерного моделирования для анализа подобного рода схем вместо аналитических выкладок.

В дальнейшем, чтобы не загромождать статью элементарной математикой, основные расчетные соотношения для исследуемых топологий будем приводить без их вывода.

Топология В

Приняв $A_0B_0 = 1$, имеем:

- $v_{A_0B_0} = 1, v_{B_0T} = 0,293, v_{TB_3} = 0,156;$
- $p_B = 0,34;$
- $i'_{A_0B_0} = 0,174, i'_{B_0T} = 0,484, i'_{TB_3} = 0,484;$
- $p'_B = 0,5623;$
- $K_{IB} = 8,8\%.$

Сопоставление параметров топологий показывает, что даже при

совпадении некоторых геометрических соотношений структура А легче структуры В, несмотря на то что автотрансформатор В имеет коэффициент трансформации, равный 1. В данном случае это обусловлено тем, что по отношению к топологии А «трансформаторная» [1] составляющая габаритной мощности АТ топологии В увеличилась больше, чем уменьшилась ее «автотрансформаторная» составляющая.

При питании от трехфазной сети 115 В выходное напряжение рассмотренных выше АТВУ равно 320 В, что явно не соответствует стандартизованному для бортовых систем электроснабжения уровню 270 В [5, 6]. Для формирования на выходе выпрямителя напряжения ниже «естественного», характеризуемого коэффициентом 2,773, автотрансформатор устройства должен преобразовывать не только число фаз напряжения питания, но и его величину. Для получения постоянного напряжения 270 В при питании от бортовой сети 115 В напряжение на входных выводах выпрямителя должно составлять 98 В [1]. Таким образом, автотрансформаторный узел должен иметь коэффициент трансформации

$$k = \frac{98}{115} = 0,852.$$

На рис. 4 изображены три структуры АТ, имеющие топологию «Треугольник», преобразующие уровень входного фазного напряжения с коэффициентом 0,852 [3, 7].

Из информации, представленной на рисунке, видно, что входная трехфазная и выходная девятифазная системы напряжений сдвинуты относительно друг друга на некоторый угол, что сказывается на форме тока, потребляемого АТВУ из сети. По существу, говорить об угле сдвига между разнофазными системами не вполне корректно, но в данном случае интуитивно вполне понятно, о чем идет речь. Моделирование электромагнитных процессов в структурах подобного рода показывает, что входное напряжение синфазно с основной составляющей потребляемого тока, высшие гармоники которого, а из них низшими являются 17-я и 19-я, сдвинуты относительно него по фазе. Это обуславливает «разновысокость» плеч тока потребления, показанную на рис. 5.

Топология С

Приняв $A_0B_0 = 1$, имеем:

- $v_{A_0B_0} = 1, v_{B_0B_2} = 0,092, v_{B_2C_2} = 0,852,$
- $v_{B_2T} = 0,133, v_{TQ} = 0,586, v_{TB_3} = 0,25;$

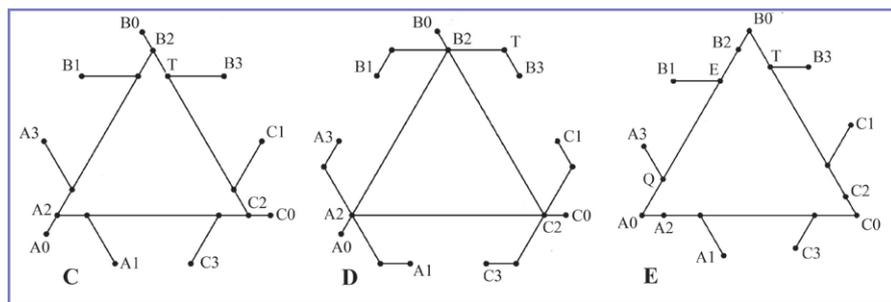


Рис. 4. Топологические структуры «Треугольник» с коэффициентом трансформации $k = 0,852$

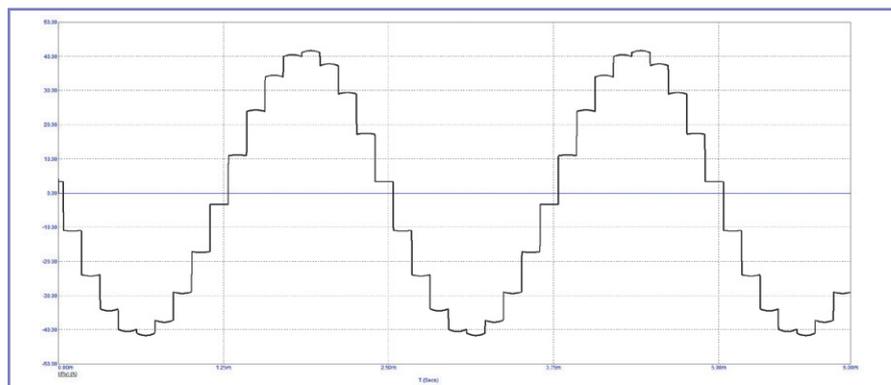


Рис. 5. Форма потребляемого тока АТВУ с автотрансформаторным узлом топологии С

- $p_C = 0,364$;
- $i'_{BOB2} = 0,796, i'_{B2T} = 0,495, i'_{TQ} = 0,151,$
 $i'_{QC2} = 0,45, i'_{TB3} = 0,47$;
- $p'_C = 0,5793$;
- $K_{IC} = 9,7\%$.

Топология D

Приняв $A_0B_0 = 1$, имеем:

- $v_{A0B0} = 1, v_{BOB2} = 0,092, v_{B2C2} = 0,852,$
 $v_{B2T} = 0,25, v_{TB3} = 0,133$;
- $p_D = 0,376$;
- $i'_{BOB2} = 0,796, i'_{B2C2} = 0,152, i'_{B2T} = 0,47,$
 $i'_{TB3} = 0,47$;
- $p'_D = 0,6267$;
- $K_{ID} = 9,7\%$.

Топология E

Приняв $A_0B_0 = 1$, имеем:

- $v_{A0B0} = 1, v_{A0Q} = 0,196, v_{QE} = 0,532,$
 $v_{EB2} = 0,17, v_{B2B0} = 0,1, v_{A3Q} = 0,118,$
 $v_{B1E} = 0,218$;
- $p_E = 0,232$;
- $i'_{A0Q} = 0,453, i'_{QE} = 0,144, i'_{EB2} = 0,4,$
 $i'_{B2B0} = 0,616, i'_{A3Q} = 0,47, i'_{B1E} = 0,47$;
- $p'_E = 0,533$;
- $K_{IE} = 9,7\%$.

Топология «Звезда»

На рис. 6 показаны три структуры АТ, имеющие равномерную топологию «Звезда» и осуществляющие преобразование только числа фаз входного напряжения без трансформации его уровня [8, 9]. При отсутствии каких-либо специальных средств АТВУ с девятифазными звездами и восемнадцатипульсным выпрямителем работоспособны только при условии соединения нейтралей трехфазного источника питания (бортовой сети) и автотрансформаторного узла (точки О на рис. 6). При таком подключении каждый «луч» звезды питается от своей «персональной» фазы, фактически представляющей собой отдельный независимый источник напряжения.

Топология F

Приняв $OA_0 = 1$, имеем:

- $v_{BOO} = 1, v_{BOE} = 0,605, v_{QE} = 0,395,$
 $v_{EB3} = 0,7422$;

- $p_F = 0,48$;
- $i'_{BOE} = 0,613, i'_{QE} = 0,419, i'_{EB3} = 0,433$;
- $p'_F = 0,698$;
- $K_{IF} = 41\%$.

В спектре потребляемого тока присутствует 3-я гармоника, амплитуда которой составляет 36% от амплитуды основной (1-й) гармоники. В формировании каждого из девяти выходных токов в любой момент времени участвуют только две из трех входных фаз.

Оценка массогабаритных показателей, характеризующих габаритной мощностью, и параметры качества потребляемого тока показывают, что, несмотря на свою простоту, данная структура имеет явные недостатки. Даже простой трехфазный мостовой выпрямитель, для замещения которого в системе электроснабжения летательного аппарата предназначены восемнадцатипульсные АТВУ, имеет коэффициент искажения синусоидальности кривой тока $K_I = 30,4\%$. По этим причинам применение структуры с топологией F в ее изначальном виде в бортовой электроэнергетике маловероятно.

С помощью ряда трансформаций параметры топологии F могут быть существенно улучшены. На рис. 7 изображена часть структуры F вокруг узлов $B_1-B_2-B_3-E$. Проведем следующие манипуляции. Соединим точки e1 и f1, лежащие на отрезках EB_2 и EB_3 на одинаковых расстояниях от точки E, прямой линией. Образуется равносторонний треугольник $\Delta e1f1$, у которого сторона e1f1 параллельна отрезку EB_1 . Очевидно, что $e1f1 + f1B_3 = e1f1 + f1B_3 = EB_3$.

Очевидно, что автотрансформаторный узел, в котором обмотка W_{EB3} заменена на комбинацию обмоток W_{e1f1} и W_{f1B3} , точно так же, как и оригинал, будет выполнять заложенную в него функцию – преобразование числа фаз из трех в девять, при этом новая конфигурация будет иметь другую габаритную

мощность и другой коэффициент гармоник потребляемого тока. Действительно, поскольку $e1f1 + f1B_3 = EB_3$, то и $V_{e1f1} + V_{f1B3} = V_{EB3}$. Ток, вытекающий из узла B_3 , определяется только нагрузкой и не зависит от топологии автотрансформатора. Тогда, поскольку обмотки W_{e1f1} и W_{f1B3} соединены последовательно, $I_{B3} = I_{EB3} = I_{f1B3} = I_{e1f1}$. Отсюда, в свою очередь, следует $I_{e1f1} V_{e1f1} + I_{f1B3} V_{f1B3} = I_{EB3} V_{EB3} = I_{EB3} V_{e1f1} + I_{EB3} V_{f1B3} = I_{EB3} V_{EB3}$.

Таким образом, «излом» отрезка EB_3 не влияет на величину той части габаритной мощности АТ, которая определяется его «трансформаторной» составляющей. В то же время коэффициент трансформации автотрансформаторного узла, определяемый местоположением точки e на отрезке OB_0 , уменьшился, а значит, уменьшилась и доля габаритной мощности, определяемая «автотрансформаторной» составляющей. В структуре с «изломом» все выходные токи формируются с участием всех трех входных фаз, что обуславливает улучшение формы потребляемого тока и уменьшение его коэффициента гармоник.

Последовательное синхронное перемещение точек e и f от центра в точке E к периферии структуры образует семейство вариаций рассматриваемой топологии, габаритная мощность которых (и это очевидно) будет уменьшаться по мере удаления отрезков $e2f2, e3f3, \dots$ от упомянутого центра. Что касается коэффициента гармоник, то до определенного момента, характеризуемого равенством отрезков ef и fB_3 , он уменьшается, достигая минимума $K_I = 12,1\%$ при относительной габаритной мощности АТ $p' = 0,585$, а затем опять начинает увеличиваться.

Предельным случаем трансформации топологии F с помощью описанного выше приема является конфигурация обмотк, получаемая при достижении точкой e узла $B_0 (B_2)$, а точкой f – узла F.

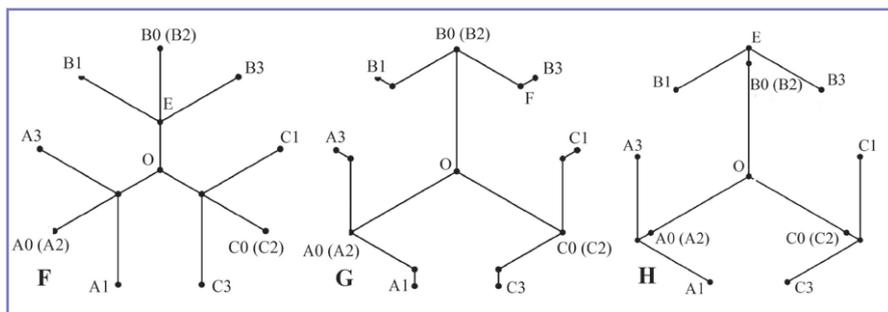


Рис. 6. Топологические структуры «Звезда» с коэффициентом трансформации $k = 1$

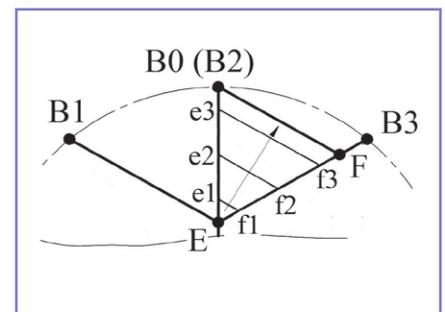


Рис. 7. Варианты трансформации топологии F

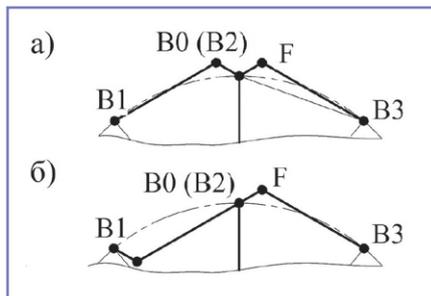


Рис. 8. Варианты организации топологии G: а) симметричная, б) несимметричная

Коэффициент трансформации АТ с такой структурой равен единице, а «автотрансформаторная» составляющая его габаритной мощности минимальна. На рис. 6 эта топология обозначена индексом G.

Топология G

Приняв $OA_0 = 1$, имеем:

- $v_{B0O} = 1, v_{B0F} = 0,605, v_{FB3} = 0,137;$
- $p_G = 0,33;$
- $i'_{OB0} = 0,3, i'_{B0F} = 0,436, i'_{FB3} = 0,436;$
- $p'_G = 0,54;$
- $K_{IG} = 17\%.$

Топология G может быть выполнена несколькими способами, отличающимися конфигурацией соединения обмоток автотрансформатора, но имеющими идентичные электромагнитные параметры (рис. 8а). Если это продиктовано теми или иными конструкторскими или технологическими соображениями, все эти способы могут быть реализованы в одном АТВУ одновременно (рис. 8б).

Если трансформацию структуры, изображенной на рис. 7, продолжить до совпадения точки f с узлом B_3 , то при сохранении правила $Ee = Ef$ точка e, оставаясь на оси OB_0 , выйдет за пределы окружности, на которой лежат узлы A_1-A_3, B_1-B_3 и C_1-C_3 . Получившаяся совокупность обмоток образует новую топологию, обозначенную на рис. 6 индексом H.

Топология H

Приняв $OA_0 = 1$, имеем:

- $v_{OB0} = 1, v_{B0E} = 0,137, v_{EB3} = 0,742;$
- $p_H = 0,36;$
- $i'_{OB0} = 0,33, i'_{B0E} = 0,61, i'_{EB3} = 0,436;$
- $p'_H = 0,63;$
- $K_{IH} = 27,7\%.$

На рис. 9 изображены три структуры АТ, имеющие топологию «Звезда», модифицированные для преобразования уровня входного фазного напряжения с коэффициентом 0,852. В отличие от осуществляющих аналогичное преобразование структур с топологией

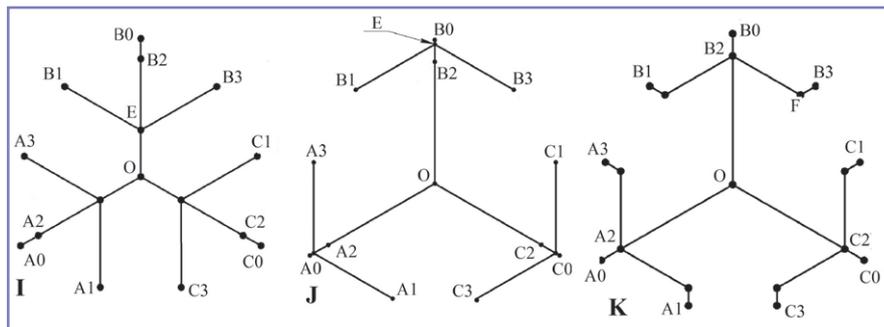


Рис. 9. Топологические структуры «Звезда» с коэффициентом трансформации $k = 0,852$

«Треугольник», в данных конфигурациях входная трехфазная и выходная девятифазная системы напряжений синфазны.

Топология I

Приняв $OA_0 = 1$, имеем:

- $v_{OB0} = 1, v_{B2O} = 0,852, v_{B0B2} = 0,148,$
- $v_{B2E} = 0,5155, v_{EO} = 0,3365, v_{EB3} = 0,6324;$
- $p_I = 0,48;$
- $i'_{B0B2} = 0,854, i'_{B2E} = 0,538, i'_{EO} = 0,39,$
- $i'_{EB3} = 0,473;$
- $p'_I = 0,72;$
- $K_{II} = 41\%.$

Топология J

Приняв $OA_0 = 1$, имеем:

- $v_{OB0} = 1, v_{B2O} = 0,852, v_{B2E} = 0,117,$
- $v_{EB0} = 0,03, v_{EB3} = 0,6324;$
- $p_J = 0,29;$
- $i'_{B0E} = 0,82, i'_{B2E} = 0,5, i'_{B2O} = 0,31,$
- $i'_{EB3} = 0,473;$
- $p'_J = 0,6;$
- $K_{JJ} = 27,7\%.$

Топология K

Приняв $OA_0 = 1$, имеем:

- $v_{OB0} = 1, v_{B2O} = 0,852, v_{B0B2} = 0,148,$
- $v_{B2F} = 0,516, v_{FB3} = 0,117;$
- $p_K = 0,33;$
- $i'_{B2O} = 0,25, i'_{B0B2} = 0,8, i'_{B2F} = 0,47,$
- $i'_{FB3} = 0,473;$
- $p'_K = 0,594;$
- $K_{KK} = 17\%.$

Топология «Шестиугольник»

На рис. 10 показаны две структуры АТ, имеющие топологию «Шестиугольник», осуществляющие преобразование числа фаз входного напряжения без изменения его уровня [10, 11].

Топология L

Топологию L в какой-то степени можно считать результатом трансформации топологии A, в которой линия TQ перенесена параллельно себе до совпадения с узлами B_3 и C_1 .

Приняв $B_0C_0 = 1$, имеем:

- $v_{B0T} = 0,156, v_{TB3} = 0,293, v_{B3C1} = 0,349;$
- $p_L = 0,32;$
- $i'_{B0T} = 0,866, i'_{TB3} = 0,866, i'_{B3C1} = 0,554;$
- $p'_L = 0,93;$
- $K_{LL} = 10\%.$

Топология M

Аналогичным образом, путем параллельного переноса линии B_0T до совпадения с линией B_3C_1 и линии TB_3 до совпадения с узлом B_0 топология L преобразуется в топологию M, представляющую собой выпуклый шестиугольник.

Приняв $B_0C_0 = 1$, имеем:

- $v_{B0T} = 0,293, v_{TB3} = 0,156, v_{B3C1} = 0,349;$
- $p_M = 0,32;$
- $i'_{B0T} = 0,866, i'_{TB3} = 0,866, i'_{B3C1} = 0,554;$
- $p'_M = 0,93;$
- $K_{MM} = 10\%.$

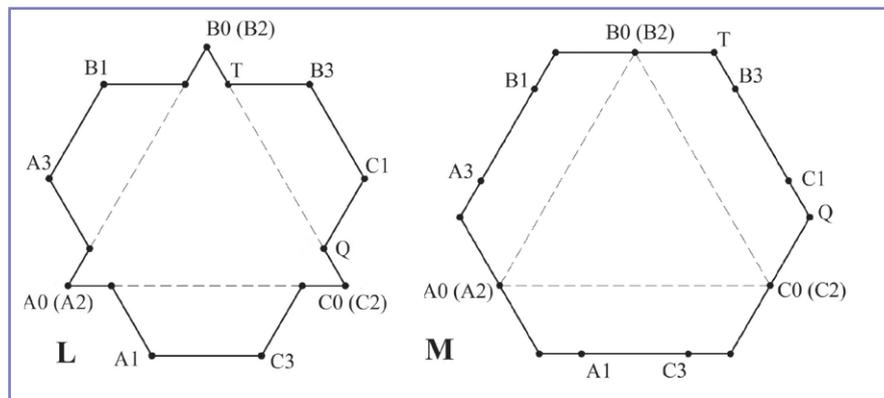


Рис. 10. Топологические структуры «Шестиугольник» с коэффициентом трансформации $k = 1$

Являясь в какой-то степени производными от топологии «Треугольник», шестиугольные структуры обладают всеми свойствами «треугольника»: реакция на третью гармонику, достаточно слабое искажение потребляемого АТВУ тока и др. В то же время, имея очевидно более весомую «трансформаторную» составляющую, «шестиугольники» характеризуются, как это видно по значениям их относительных мощностей, крайне низкими в сравнении с другими топологиями массогабаритными показателями, что делает нецелесообразным их применение в бортовой электроэнергетике. По этой причине шестиугольные топологии, позволяющие осуществлять, помимо преобразования числа фаз, также и трансформацию входного напряжения для получения на выходе АТВУ постоянного напряжения 270 В, рассматриваться не будут.

Из информации, представленной на рис. 10, видно, что автотрансформаторные узлы, имеющие конфигурацию «Шестиугольник», не имеют так называемых висячих катушек, подключенных к основному массиву обмоток только одним концом, наличие которых характерно для всех иных рассмотренных выше топологий. Некоторые исследователи данную особенность считают несомненным достоинством, связывая это с повышением технологичности изготовления АТ [12], но это не представляется очевидным.

Т-схема

На рис. 11 изображена топологическая структура, обеспечивающая непосредственное равномерное девятифазное преобразование, образованная двумя однофазными автотрансформаторами, соединенными по схеме Скотта [13].

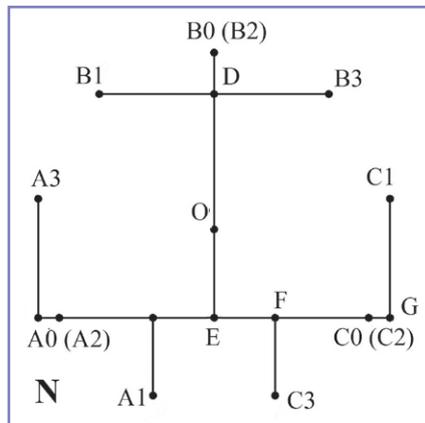


Рис. 11. Т-топология на базе схемы Скотта с коэффициентом трансформации $k = 1$

Топология N

Приняв $A_0C_0 = 1$, имеем:

- $v_{COG} = 0,686, v_{FCO} = 0,3, v_{EF} = 0,198,$
- $v_{BID} = 0,37, v_{BE} = 0,866, v_{BOD} = 0,135,$
- $v_{CIG} = 0,39, v_{FC3} = 0,254;$
- $p_N = 0,364;$
- $i'_{COG} = 0,475, i'_{FCO} = 0,545, i'_{EF} = 0,27,$
- $vi'_{BID} = 0,31, i'_{DE} = 0,27, vi'_{BOD} = 0,72,$
- $i'_{CIG} = 0,475, i'_{FC3} = 0,475;$
- $p'_N = 0,562;$
- $K_{IN} = 10\%.$

Несмотря на демонстрируемые Т-схемой неплохие массогабаритные показатели и достаточно высокое качество потребляемого тока, ее использование для построения девятифазного автотрансформаторного узла с функцией преобразования напряжения с коэффициентом 0,852 вряд ли целесообразно. Это связано, во-первых, с наличием в такой структуре большего по сравнению с оригиналом числа обмоток и, во-вторых, с присутствием среди них существенной доли коротких (маловитковых) обмоток. Поскольку обмотки могут иметь только целое число витков, их физическая реализация (прежде всего это относится к коротким обмоткам), учитывающая непростые численные соотношения между ними (а именно соблюдение правильного соотношения чисел витков обеспечивает правильность образуемой девятифазной системы напряжений), представляет собой почти неразрешимую задачу. По этой причине Т-схема АТВУ с трансформацией напряжения до $V_D = 270$ В в данной работе не рассматривается.

Выводы

В настоящей статье рассмотрены различные топологические структуры автотрансформаторных узлов, осуществляющих регулярное равномерное девятифазное преобразование входного напряжения с трансформацией и без трансформации его уровня, и определены их

Таблица 1. Основные параметры топологических структур автотрансформаторных узлов с равномерным девятифазным преобразованием

Топологическая структура	Относительная габаритная мощность, p'	Коэффициент искажения синусоидальности потребляемого тока, $K_T, \%$	Коэффициент трансформации напряжения, k	Коэффициент преобразования напряжения, K_V
A	0,5165	8,8	1	2,773
B	0,5623	8,8	1	2,773
C	0,5793	9,7	0,852	2,34
D	0,6267	9,7	0,852	2,34
E	0,533	9,7	0,852	2,34
F	0,698	41	1	2,773
G	0,54	17	1	2,773
H	0,63	27,7	1	2,773
I	0,72	41	0,852	2,34
J	0,6	27,7	0,852	2,34
K	0,594	17	0,852	2,34
L	0,93	10	1	2,773
M	0,93	10	1	2,773
N	0,562	10	1	2,773

Примечания

1. Коэффициент трансформации k – отношение действующих значений выходного и входного фазных напряжений автотрансформаторного узла.
2. Коэффициент преобразования напряжения K_V – отношение выходного напряжения V_D АТВУ к действующему значению входного фазного напряжения V .

основные потребительские параметры: габаритные мощности и коэффициенты искажения синусоидальности кривой тока, характеризующие, соответственно, массогабаритные показатели и качество потребления электроэнергии АТВУ в целом. Для наглядности полученные результаты сведены в таблицу 1.

Надо отметить, что полученные значения габаритных мощностей и коэффициентов искажения, как правило, превышают значения этих показателей, приведенные в некоторых опубликованных ранее работах других авторов [2, 12, 14] и также полученные с помощью имитационного компьютерного моделирования. Это объясняется некоторыми (хотя и несущественными) различиями в методологии определения габаритной мощности автотрансформатора и разными начальными условиями, принятыми при моделировании. Модели, используемые авторами указанных исследований, составлены с учетом реальных параметров изучаемых схем: активных сопротивлений и индуктивностей рассеяния обмоток автотрансформатора, емкости выходного фильтра, параметров фильтра радиопомех, прямого падения на выпрямительных диодах, реактивных составляющих нагрузки, то есть элементов, оказывающих сглаживающее влияние на потребляемый устройством ток. В нашем случае, как это отмечалось выше, исследовались АТВУ, состоящие из идеальных элементов. Реальные параметры могут иметь только реальные изделия, имеющие конкретную конструкцию и изготовленные из конкретных материалов и комплектующих. Таким образом, данные, полученные с помощью приближенной к реальности модели, имеют в какой-то мере частный характер. Используемый в настоящей работе метод направлен на исследование топологических структур как таковых, а результаты такого исследования, по мнению авторов, позволяя абстрагироваться от конкретики, предоставляют достаточно информации для правильной оценки и выбора той или иной конфигурации исходя из требований конкретных технических заданий.

Литература

1. Коляхин С.Ф., Коляхин В.С., Третьяк В.И. Автотрансформаторно-выпрямительные устройства в системах электроснабжения летательных аппаратов. Девятифазная система напряжений и восемнадцатипульсное выпрямление // Электроника и электрооборудование транспорта, № 2, 2016.
2. Kaz Furmanczyk. Power Conversion Technologies for Improved System Performance // 2009 Join Service Power Expo. May 4–7, 2009. – New Orleans, Louisiana.
3. Derek A. Paice. Optimized 18-pulse Type AC/DC, or DC/AC, Converter System. – U.S. Pat. No. 5124904 H02M 7/08, H02M 7/162, 1992.
4. ГОСТ 23875–88 «Качество электрической энергии. Термины и определения».
5. ГОСТ 54073–2010 «Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии».
6. MIL-STD-704F «Aircraft Electric Power Characteristics», 12 March 2004.
7. Peter W. Hammond. Autotransformer. – U.S. Pat. No. 5619407 H02M 5/02, 1997.
8. Jerzy Ferens, Henry D. Hajdinjak, Sean Rhodes. 18-Pulse Rectification System Using A Wye-Connected Autotransformer. – U.S. Pat. No. 6650557 H02M 7/06, H02M 7/155, 2002.
9. Derek A. Paice. Symmetrical, Phase-Shifting, Fork Transformer. – U.S. Pat. No. 5455759 H02M 7/00, H02M 7/06, 1994.
10. Dongsheng Zhou, Gary Leonard Skibinski, Nickolay N. Guskov. Nine-phase Transformer. – U.S. Pat. No. 6249443 H02M 5/10, 2001.
11. Dongsheng Zhou, Gary Leonard Skibinski, Nickolay N. Guskov. Nine-phase Transformer. – U.S. Pat. No. 6335872 H02M 5/06, 2002.
12. Uan-Zo-Li A, Burgos R.P., Lacaux F., Roshan A., Wang F., Boroyevich D. Analysis of New Step-up and Step-down Direct Symmetric 18-pulse Topologies for Aircraft Autotransformer-Rectifier Units // Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, p. 1142–1148, 16 June 2005.
13. Bhim Singh, Gurumootry Bhuvaneswari, Vipin Garg. Reduced Rating T-Connected Autotransformer for Converting Three Phase AC Voltage to Nine/Six Phase AC Voltage. – U.S. Pat. No. 7375996 H02M 5/00, 2008.
14. Furmanczyk, K., Stefanich, M. Demonstration of Very High Power Airborne AC to DC Converter // SAE Technical Paper 2004-01-3210, 2004.

Коляхин Сергей Федорович

Родился в 1959 году. В 1984 году окончил Московский энергетический институт по специальности «Электрооборудование летательных аппаратов». Кандидат технических наук. Защитил диссертацию на тему «Исследование и разработка бортовых трансформаторно-выпрямительных устройств с многоканальным преобразующим трактом». Опыт работы – 40 лет. В настоящее время работает главным конструктором систем преобразования электроэнергии – заместителем главного конструктора ОАО «Аэроэлектромаш». Имеет более 140 печатных работ, в том числе 60 патентов и авторских свидетельств на изобретения и полезные модели.

Коляхин Вячеслав Сергеевич

Родился в 1985 году. В 2008 году окончил Московский энергетический институт по специальности «Промышленная электроника». В настоящее время работает ведущим специалистом АО «Аэроэлектромаш» и учится в аспирантуре Московского энергетического института. Имеет 29 печатных работ, в том числе 9 патентов на изобретения и полезные модели.

Konyakhin Sergey

Was born in 1959. In 1984 he graduated from Moscow Energy Institute, his speciality is «Aircraft electrical equipment». He is a candidate of Engineering. He defended a thesis, the theme is «Research and development of on-board transformer-rectifier devices with multi-channel conversion route». He has 40 year work experience. At present he works as energy conversion systems chief designer – deputy chief designer in JSC «Aeroelectromash». He has more than 140 publications, including 60 patents and inventor's certificates.

Konyakhin Vyacheslav

Was born in 1985. In 2008 he graduated from Moscow Power Engineering Institute with a degree in «Industrial electronics». At the present time he works as a top specialist in «Aeroelectromash» JSC and pursues postgraduate studies in Moscow Power Engineering Institute. He has 29 publications, including 9 patents for inventions and useful models.

Имитационная модель для оценки эффективности рекуперативного торможения в условиях городского электрического транспорта

// Imitation model for estimation of recuperation braking efficiency in city electric transport conditions //

Спиридонов Е.А., к.т. н., доцент,
Басаргина Г.С.,
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск

В статье представлены результаты исследования имитационной модели троллейбуса, находящегося в режиме рекуперативного торможения. Исследовано влияние некоторых факторов на эффективность рекуперативного торможения: напряжение на шинах тяговой подстанции, удаленность рекуперирующего поезда от тягового потребителя и настройки регулятора напряжения рекуперации. Показано, что в условиях ограниченного тягового энергопотребления ключевое влияние на эффективность рекуперативного торможения оказывают настройки регулятора напряжения рекуперации. Обосновано использование релейного регулятора напряжения с уставками 720 и 700 В.
Ключевые слова: рекуперативное торможение, троллейбус, имитационное моделирование, эффективность рекуперации, следящее рекуперативно-реостатное торможение.

Эффективная рекуперация энергии торможения транспортного средства является инструментом, который потенциально позволит значительно (по различным оценкам, от 12 до 30% в зависимости от условий движения) снизить расход энергии на совершение транспортной работы. При этом эффективность рекуперации зависит не только от наличия потребителя энергии на секции, но также определяется качеством работы системы управления тяговым приводом поезда, находящегося в режиме торможения. В подавляющем большинстве научных публикаций по данной тематике в качестве главного условия рекуперации рассматривается наличие тягового потребителя на секции тяговой сети или на электрически соединенных секциях (как правило, через шины тяговой подстанции) [1, 2].

In the paper the results of research of imitation model of trolleybus operating in recuperation braking mode are shown. Influence of several factors on the efficiency of recuperation braking such as traction substation voltage, remoteness of recuperated train from traction train, recuperation voltage controller settings is estimated. It is shown that in case of limited traction energy consumption the main influence on recuperation braking efficiency have settings of recuperation voltage controller. The use of relay voltage controller with voltage settings 720 and 700 V is proved.
Keywords: recuperation braking, trolleybus, imitation modeling, recuperation efficiency, follow-up recuperative-resistance braking.

В некоторых работах дается оценка избыточной энергии рекуперации, то есть той энергии, которая не может передаваться потребителям [3]. Как правило, такое явление – следствие того, что мощность рекуперации в конкретный момент времени превышает мощность потребителей, при этом разница рассеивается на тормозных реостатах рекуперирующего поезда.

Эффективность рекуперативного торможения можно рассматривать как долю энергии торможения, которая передается в тяговую сеть от общей энергии, генерируемой в режиме торможения. Однако энергия рекуперации может передаваться на значительные расстояния, например, в случае применения двусторонних систем питания она может переходить через шины тяговых подстанций, что было подтверждено

и в ходе настоящего исследования [1]. Очевидно, что при реализации подобных режимов эффективность рекуперации должна рассматриваться в другом ракурсе в связи с тем, что значительная доля энергии рекуперации будет рассеяна в виде тепла на активных сопротивлениях элементов тяговой сети. Тогда необходимо вносить поправки в определение эффективности рекуперации: эффективность рекуперации следует понимать как отношение энергии торможения, утилизированной тяговым потребителем, к общему объему энергии, сгенерированной в режиме торможения.

Для организованных транспортных систем, таких как железнодорожный транспорт или метрополитен, оценка эффективности рекуперации может проводиться, например, на основании анализа графиков движения, однако такая методика практически не применима к наземному городскому электрическому транспорту, особенно к троллейбусу [4]. Причина этого заключается в случайном характере как величины мощности, потребляемой в режиме тяги, так и положения тяговых потребителей на секции.

Имитационная модель рекуперирующего поезда

Оценку эффективности рекуперативного торможения предлагается проводить с использованием имитационного моделирования в системе MATLAB Simulink. Основным элементом модели является модель рекуперирующего поезда. Анализ публикаций в системе РИНЦ показал, что в основном рекуперирующий поезд моделируется источником тока с заданной временной характеристикой выходного тока. Подобный подход представляется не совсем корректным в связи с тем, что ток рекуперирующего поезда во многом определяется мощностью тяговых потребителей. То же касается и модели

тягового потребителя: использование полученных на практике зависимостей тягового тока от времени искажает картину, так как при рекуперации повышается напряжение в тяговой сети, что приводит к изменению картины тяговых токов. При данном подходе к моделированию целесообразно в качестве исходных данных использовать не зависимости тока от времени, а зависимости мощности.

В основу модели рекуперирующего поезда заложена система следящего рекуперативно-реостатного торможения (СРРТ), которая позволяет максимально эффективно использовать энергию рекуперации [5, 6]. Упрощенная схема силовой цепи однодвигательного электро транспортного средства при реализации принципа СРРТ представлена на рис. 1.

В процессе электрического торможения система анализирует напряжение на конденсаторе входного фильтра подвижного состава. При отсутствии потребителя напряжение на фильтре будет равно напряжению холостого хода тяговой подстанции. Появление тягового потребителя вызовет падение напряжения, что и является сигналом для системы управления к передаче энергии торможения в тяговую сеть. Условие

рекуперации энергии в тяговую сеть может быть представлено в виде

$$P_{PEK} \leq P_{\Sigma T} \quad (1)$$

где P_{PEK} – мощность электрического торможения, $P_{\Sigma T}$ – суммарная мощность тяговых потребителей в зоне приема энергии рекуперации. Если условие (1) не выполняется, то избыточная энергия рекуперации будет утилизироваться на тормозных реостатах рекуперирующего поезда (открытие ключа IP_T , рис. 1).

Модель рекуперирующего поезда, реализованная в системе имитационного моделирования MATLAB Simulink, представлена на рис. 2. Структура и ре-

ализация модели тягового поезда подробно описаны в работе [7].

Релейный элемент в цепи регулятора тока (Relay, рис. 2) отвечает за поддержание значения тормозного тока в заданных пределах (среднее значение тормозного тока задается силой нажатия тормозной педали водителем троллейбуса). Релейный элемент в цепи рекуперации (Relay 1, рис. 2) предназначен для регулирования напряжения на конденсаторе фильтра: система стремится поддерживать напряжение на конденсаторе фильтра на заданном значении. При этом в случае отсутствия потребителя напряжение на конденсаторе

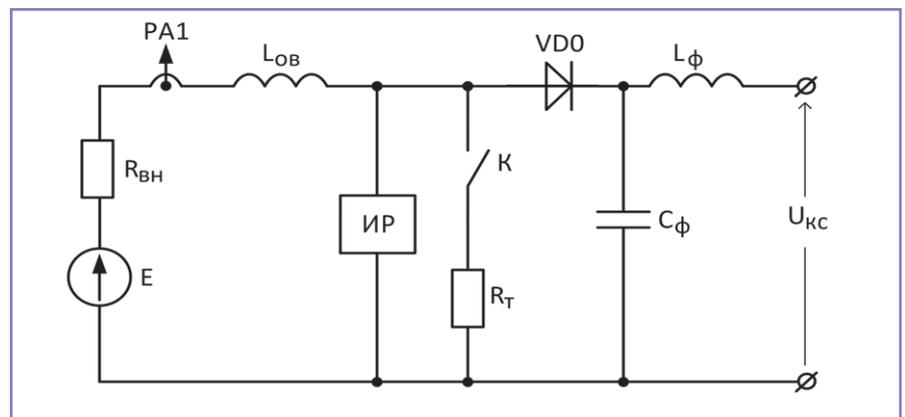


Рис. 1. Упрощенная схема системы СРРТ

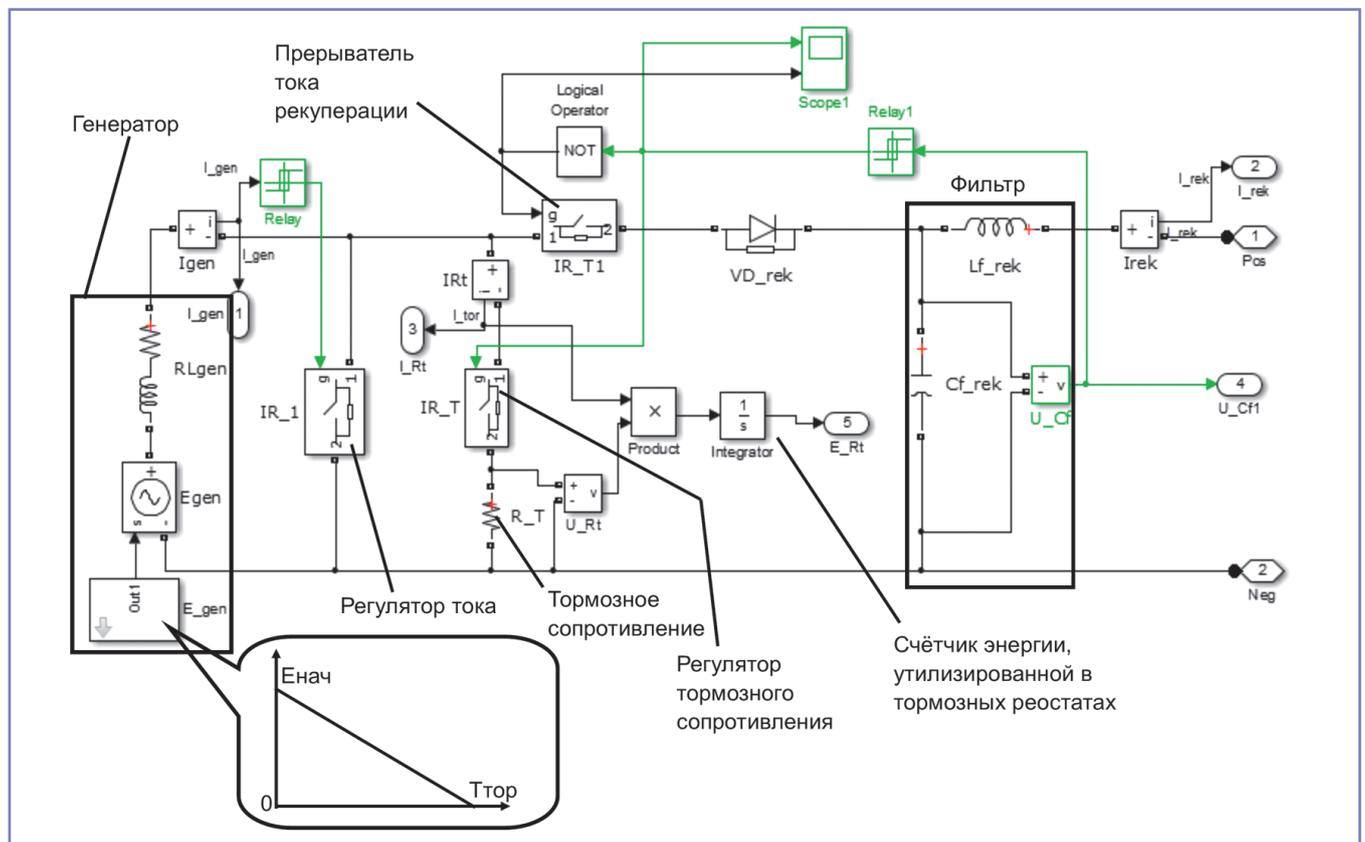


Рис. 2. Имитационная модель рекуперирующего поезда

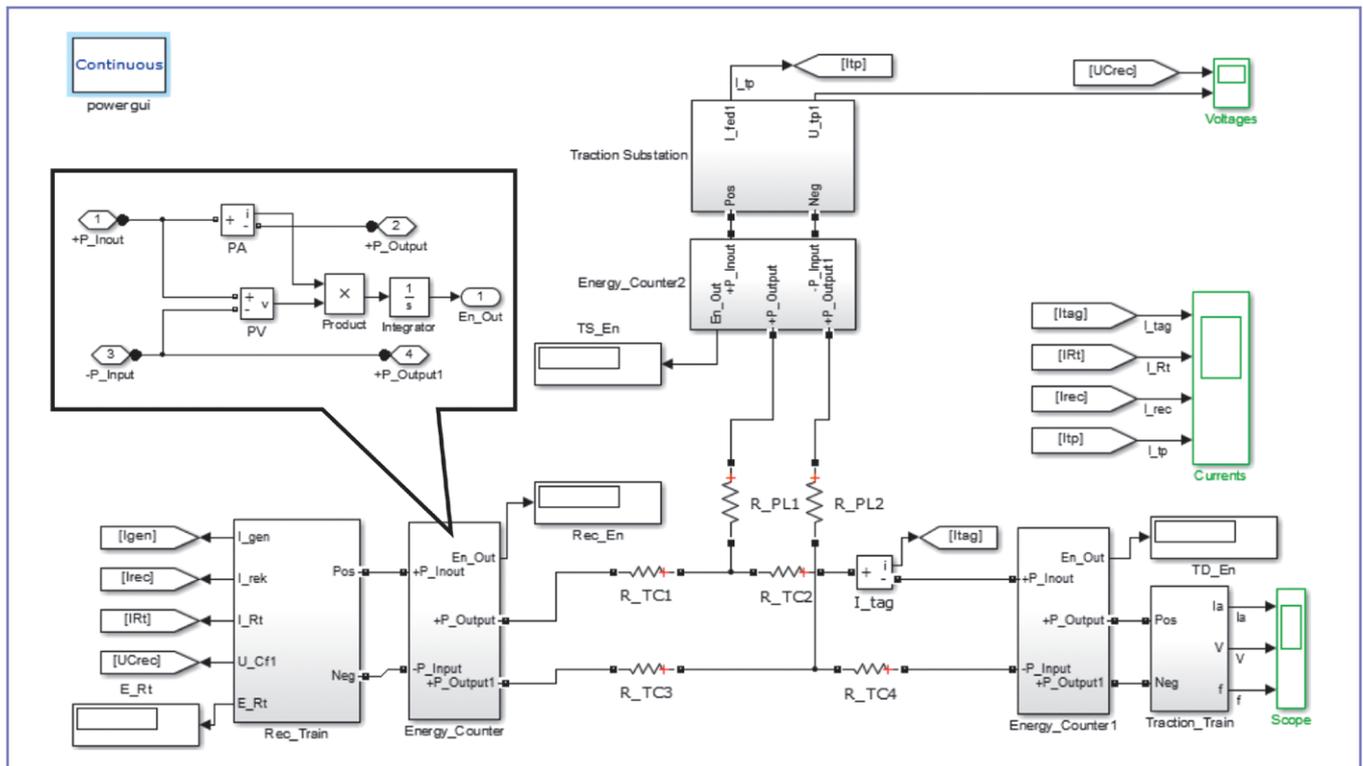


Рис. 3. Имитационная модель для исследования процесса рекуперации через шины тяговой подстанции

достигает допустимого значения, что приводит к открытию регулятора тормозного сопротивления и прерыванию тока рекуперации. Если же в тяговой сети имеется потребитель, то напряжение на конденсаторе фильтра будет снижаться, что позволит системе управления продолжать процесс рекуперации (заряд фильтрового конденсатора).

Имитационная модель процесса рекуперации

Для проведения моделирования процесса рекуперации необходима разработка моделей тяговой подстанции и тяговой сети. Тяговая подстанция моделируется источником постоянного напряжения с внутренним сопротивлением и диодом. Такое упрощенное представление (без моделирования тягового трансформатора и реальной схемы выпрямления) дает высокую сходимость при значительной экономии вычислительных ресурсов. Наклон внешней характеристики тяговой подстанции определяется внутренним сопротивлением в модели. Контактная и кабельная сети моделируются сосредоточенными сопротивлениями (при моделировании влияние распределенной индуктивности контактной сети не учитывается).

На рис. 3 представлена реализация модели для имитации передачи

энергии рекуперации через шины тяговой подстанции. Блоки Energy counter представляют собой пользовательские элементы, рассчитывающие количество энергии, проходящее через них. В модели имеется возможность сдвигать во времени начала режимов торможения и тяги (по умолчанию они начинаются одновременно).

Принимая во внимание выражение (1), необходимо отметить, что режим рекуперативного торможения должен иметь некоторую оценку его эффективности, так как факт наложения во времени процессов электрического торможения и тяги других поездов не гарантирует передачи всей энергии торможения тяговому потребителю. В работе предлагается использовать понятие коэффициента эффективности рекуперативного торможения

$$K_{PEK} = \frac{E_{PEK}}{E_{ET}}, \quad (2)$$

где E_{PEK} – электрическая энергия, переданная в тяговую сеть в процессе торможения, E_{ET} – энергия электрического торможения (энергия, которую можно было бы зафиксировать счетчиком, подключенным к тяговому двигателю). Таким образом, коэффициент эффективности рекуперации показывает долю энергии электрического торможения, которая действительно была передана

в тяговую сеть другим потребителям. Исходными данными для моделирования являются:

- один тяговый потребитель;
- одновременное начало актов рекуперации и тяги;
- статичность тяговой и рекуперирющей нагрузок, то есть в процессе моделирования не учитывается изменение сопротивления контактной сети, вызванное перемещением подвижных единиц;

• тяговый потребитель оборудован импульсной системой регулирования.

Серия модельных экспериментов направлена на оценку влияния на эффективность рекуперативного торможения следующих факторов:

- уровень напряжения холостого хода тяговых подстанций;
- удаленность рекуперирующего поезда от тягового потребителя;
- настройки регулятора напряжения в цепи рекуперации.

На рис. 4 представлены характерные зависимости токов и напряжений при рекуперации энергии для случая передачи энергии через шины тяговой подстанции на соседнюю секцию. На графиках представлены зависимости тока рекуперации (I_{rec}), тягового тока (I_{tag}), тока тяговой подстанции (I_{tp}) и тока, протекающего по тормозным реостатам

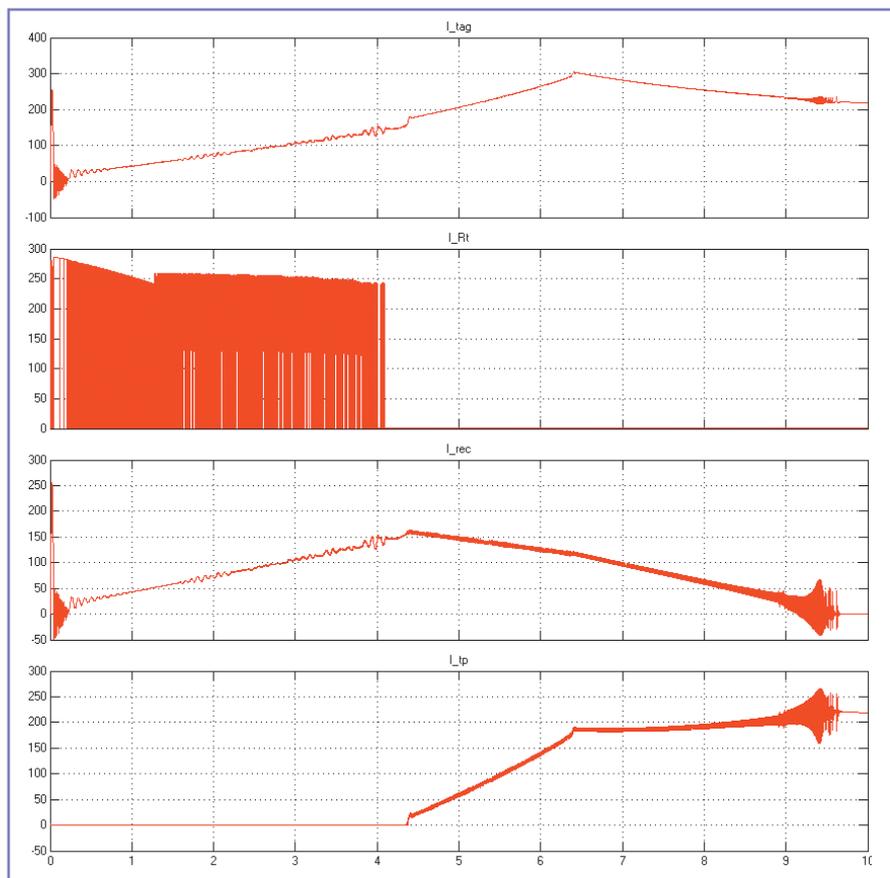


Рис. 4. Результаты моделирования рекуперации через шины тяговой подстанции

рекуперирующего поезда (I_{Rt}). В данной реализации модели коэффициент эффективности рекуперативного торможения составил 0,59.

Из представленных графиков видно, что в период с начала процесса рекуперации до 4,4 с не выполняется условие (1), что приводит к необходимости утилизировать часть энергии торможения в тормозных реостатах рекуперирующего поезда. Также следует выделить колебательные процессы в начале и конце процесса рекуперации, связанного с обменом энергией между фильтровыми конденсаторами тягового и рекуперирующего поездов. Расход энергии на шинах тяговой подстанции составил 518,9 кДж при объеме рекуперированной энергии 511,2 кДж. Объем энергии, утилизированной в тормозных реостатах рекуперирующего поезда, составил 356,7 кДж, энергии, потребленной поездом в режиме тяги, – 940,2 кДж.

Результаты моделирования

На рис. 5 представлена зависимость коэффициента эффективности рекуперативного торможения от величины напряжения холостого хода тяговой подстанции. Из представленного графика

видно, что повышение напряжения приводит к снижению эффективности рекуперативного торможения. Данный результат можно объяснить тем, что системе управления рекуперацией сложнее оценить наличие потребителя в тяговой сети: повышение напряжения в сети приводит к тому, что ширина «коридора» напряжений фильтрового конденсатора на рекуперирующем поезде

уменьшается в силу того, что максимальное напряжение ограничено значением 720 В и не может быть увеличено.

Это явление приводит к более быстрому заряду фильтрового конденсатора до допустимого значения напряжения (что для системы управления аналогично отсутствию тягового потребителя), и оставшуюся энергию торможения система управления рекуперацией перенаправляет на тормозной реостат. Очевидно, что данный вывод справедлив для условия ограниченного тягового потребления: в случае моделирования процесса с тяговым потребителем, оборудованным реостатной системой управления с уставкой пускового тока 300 А, коэффициент эффективности рекуперативного торможения изменялся от 0,995 при напряжении 500 В до 0,993 при напряжении 700 В.

На рис. 6 представлены результаты модельных экспериментов, направленных на оценку влияния удаленности рекуперирующего поезда (РкЭПС) от тягового потребителя (ТягЭПС) при односторонней схеме питания тяговой сети. Модельные эксперименты проводились для двух вариантов расположения РкЭПС и ТягЭПС на секции относительно точки подключения питающего фидера: со стороны тяговой подстанции находится РкЭПС (рис. 6а) и со стороны тяговой подстанции находятся ТягЭПС (рис. 6б). Очевидно, что второй вариант расположения аналогичен системе двустороннего питания при условии ограниченности мощности одного из источников.

В результате моделирования установлено следующее (рис. 6):

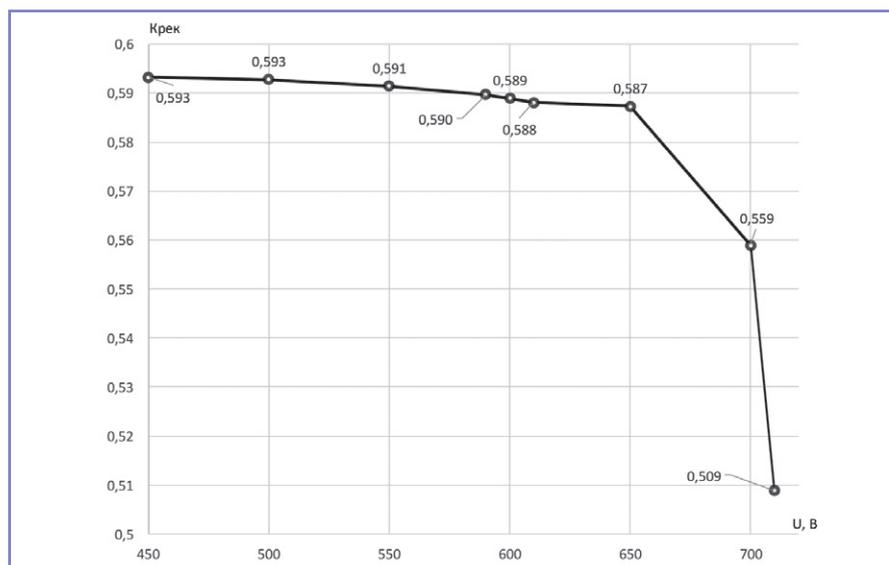


Рис. 5. Зависимость $K_{РЕК}$ от напряжения холостого хода тяговой подстанции

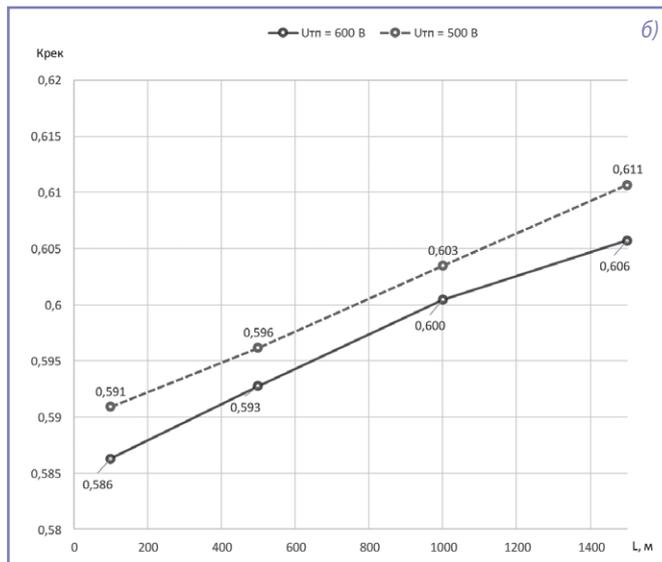
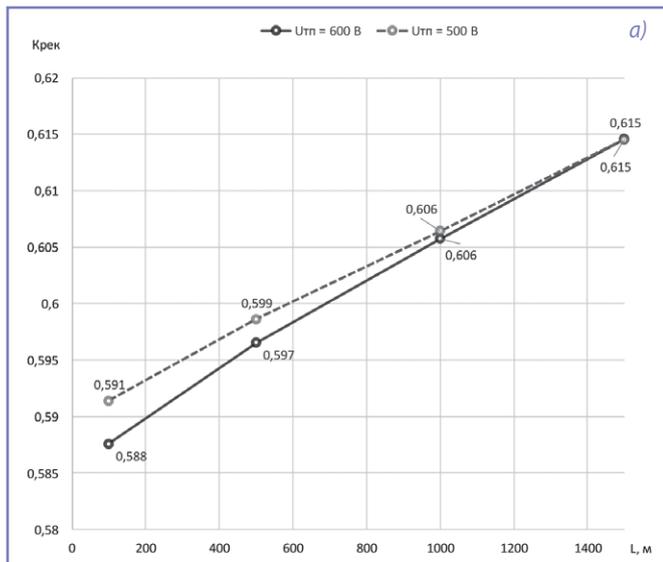


Рис. 6. Зависимость $K_{РЕК}$ от расстояния между рекуперирующим и тяговым поездом при односторонней схеме питания: а – РкЭПС около фидера, б – ТягЭПС около фидера

- удаление тягового потребителя от рекуперирующего поезда приводит к незначительному (на 1,5–2,5%) повышению коэффициента эффективности рекуперативного торможения. Полученный результат можно объяснить некоторым увеличением мощности нагрузки за счет повышения мощности потерь в тяговой сети, то есть увеличением доли рекуперированной энергии, которая расходуется на покрытие потерь в контактной сети;

- уменьшение напряжения тяговой подстанции приводит к незначительному (на 0,1–0,5% при снижении на 100 В) увеличению коэффициента эффективности рекуперативного торможения. Полученный результат согласуется с данными, представленными на рис. 5. Следует отметить, что этот эффект ме-

нее заметен в том случае, когда ближе к точке подключения питающего фидера находится рекуперирующий поезд. Подобный эффект связан с меньшим влиянием напряжения тяговой подстанции, так как напряжение на токоприемнике рекуперирующего поезда поддерживается на уровне 720 В.

Определенный интерес представляет установление влияния настроек рележного элемента в цепи рекуперации (Relay 1, рис. 2) на эффективность рекуперативного торможения. Для исследования этого влияния проведена серия модельных экспериментов, в ходе которых изменялись следующие параметры:

- верхняя граница напряжения срабатывания (уровень максимального напряжения при рекуперации);

- нижняя граница напряжения срабатывания (при постоянной верхней границе срабатывания).

Результаты модельных экспериментов при моделировании процесса при одностороннем питании секции и нахождении рекуперирующего поезда вблизи точки подключения питающего фидера представлены на рис. 7. Моделирование проводилось для различных уровней напряжения холостого хода тяговой подстанции (550, 600 и 650 В).

По результатам модельных экспериментов можно сделать следующие выводы:

- снижение верхней границы регулятора напряжения рекуперации приводит к существенному снижению коэффициента эффективности

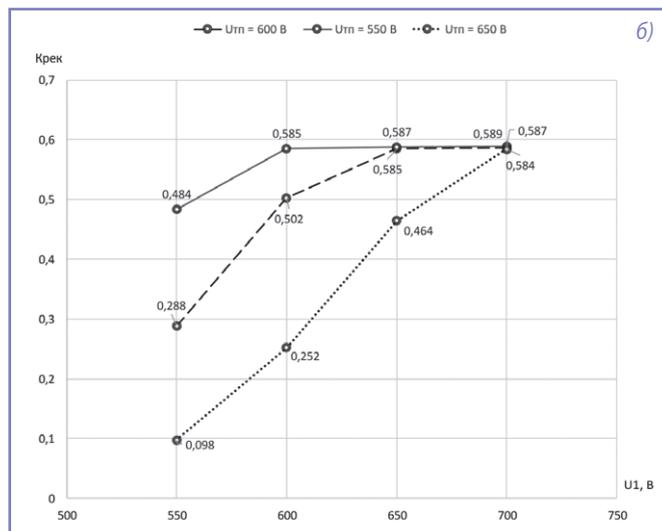
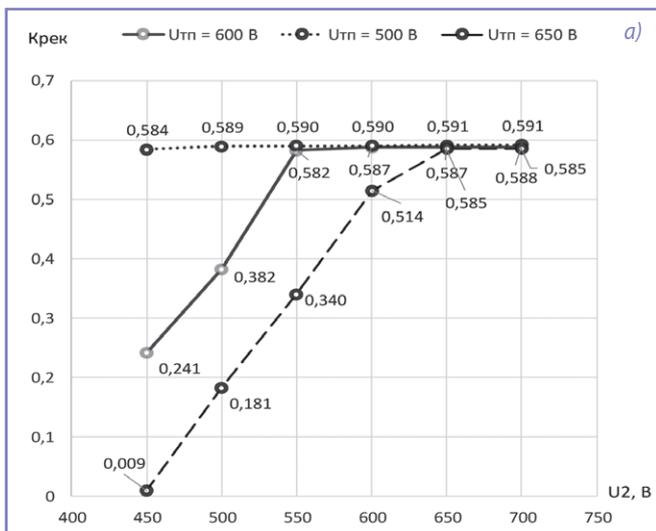


Рис. 7. Влияние настроек регулятора в цепи рекуперации на $K_{РЕК}$: а – при изменении нижней границы напряжения срабатывания; б – при изменении верхней границы напряжения срабатывания

рекуперативного торможения. Особенно сильно это эффект проявляется при повышении напряжения холостого хода тяговой подстанции. Снижение максимального напряжения при рекуперации приводит к более раннему отпиранию выпрямителя на тяговой подстанции, что, в свою очередь, снижает скорость разряда фильтрового конденсатора рекуперированного поезда. Система управления рекуперацией трактует это как понижение мощности нагрузки и перераспределяет энергию торможения на реостаты;

- снижение нижней границы регулятора напряжения (при постоянном значении верхней границы) ниже значения напряжения холостого хода тяговой подстанции также приводит к уменьшению эффективности рекуперативного торможения: процесс разряда конденсатора фильтра занимает больше времени, что соответствует увеличению длительности фазы реостатного торможения.

На основании полученных результатов можно сформулировать следующую рекомендацию: принимая во внимание разброс значений напряжения холостого хода тяговых подстанций на практике, рекомендуется использовать максимальные значения уставок для регуляторов напряжения при рекуперации. Значение верхней границы регулятора не может превышать 720 В для наземного городского электротранспорта. Значение нижней границы рекомендуется выбирать равным 700 В для того, чтобы исключить или минимизировать влияние напряжения холостого хода тяговой подстанции на эффективность рекуперативного торможения.

Выводы

1. В работе представлен коэффициент эффективности рекуперативного торможения, значение которого отражает долю отданной в тяговую сеть энергии в общей энергии электрического торможения подвижного состава. При этом показано, что необходимо разделять понятия эффективности рекуперативного торможения (применительно к рекуперированному поезду) и эффективности процесса рекуперации в связи с тем, что коэффициент K_{PEK} не позволяет оценить снижение энергопотребления на шинах тяговой подстанции, то есть эффективность повторного использования энергии торможения внутри электротранспортного комплекса.

2. Показано, что величина напряжения холостого хода тяговой подстанции, питающей участок с рекуперированным поездом, влияет на эффективность рекуперативного торможения. В условиях ограниченного тягового потребления (когда мощность тяговых потребителей меньше мощности рекуперации) повышение напряжения холостого хода тяговой подстанции до уровня нижней границы регулятора напряжения рекуперации приводит к снижению ее эффективности на 5–6%.

3. Проведена оценка влияния настроек регулятора напряжения в цепи рекуперации на ее эффективность. Показано, что наиболее эффективный процесс рекуперации происходит при следующих настройках регулятора: верхняя граница напряжения – 720 В, нижняя граница – 700 В. Изменение границ регулятора приводит к падению эффективности рекуперативного торможения, причем это падение тем больше, чем выше напряжение холостого хода тяговой подстанции и чем шире «коридор» уставок регулятора напряжения рекуперации.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ) по гранту № 16-08-00656.

Литература

1. Саблин О.И. Повышение эффективности рекуперации энергии в системе электротранспорта при ограниченном тяговом энергопотреблении / Саблин О.И. // Энергетика и энергосбережение. – 2014. – № 6/1 (20). – С. 21–25.
2. Костин Н.А. Автономность рекуперативного торможения – основа надежной и энергоэффективной рекуперации на электроподвижном составе постоянного тока // Костин Н.А., Никитенко А.В. // Залізничний транспорт України. – 2014. – № 3. – С. 15–22.
3. Улитин В.Г. Проблема использования избыточной энергии рекуперации на городском электрическом транспорте / Улитин В.Г. // Коммунальное хозяйство городов. – 2009. – № 88. – С. 266–271.
4. Сопов В.И. Системы электроснабжения электрического транспорта на постоянном токе: учебник для вузов по направлению подготовки 140400 – «Энергетика и электротехника» модуль «Электротехника» / Сопов В.И., Щуров Н.И. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2013. – 727 с.
5. Павлов Л.Н. Концепция системы рекуперативно-реостатного тормоза грузовых электровазозов постоянного тока / Павлов Л.Н.

и др. // Известия Петербургского университета путей сообщения. – 2004. – № 2. – С. 46–51.

6. Щуров Н.И. Методы и средства экономии и повышения эффективности использования энергии в системе городского электрического транспорта: дис. ... докт. техн. наук: 05.09.03 / Щуров Н.И., Новосибирский государственный технический университет. – Новосибирск, 2003. – 385 с.

7. Спиридонов Е.А. Моделирование режимов работы тягового привода троллейбуса с емкостным накопителем энергии / Спиридонов Е.А., Аносов В.Н., Штанг А.А. // Электротехника. – 2011. – № 6. – С. 10–13.

Спиридонов Егор Александрович

Родился в 1982 году. Окончил Новосибирский государственный технический университет по направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнологии». Кандидат технических наук, доцент. В 2010 году защитил диссертацию по теме «Повышение эффективности использования энергии в электротранспортных комплексах с накопительными устройствами». Опыт работы – 7 лет. В настоящее время работает доцентом кафедры электротехнических комплексов НГТУ. Имеет 51 научную публикацию.

Басаргина Галина Сергеевна

Родилась в 1993 году. Окончила Новосибирский государственный технический университет, бакалавр по направлению «Электроэнергетика и электротехника». В настоящее время магистрант 2 года обучения Новосибирского государственного технического университета. Имеет 10 тезисов всероссийских и международных конференций.

Spiridonov Egor

Was born in 1982. He graduated from Novosibirsk State Technical University with degree in «Electrotechnics, electromechanics and electric technologies». He is Candidate of Technical Sciences, associate professor. In 2010 he defended a dissertation by the theme «Energy efficiency upgrading of electric transport complexes with storage devices». He has 7 years of work experience. At present he works as associate professor of Electrotechnical complexes department of Novosibirsk State Technical University. He has 51 scientific publications.

Basargina Galina

Was born in 1993. She graduated from Novosibirsk State Technical University, bachelor in «Electrical energy and electrotechnics». At present he is second year master's student of Novosibirsk State Technical University. He has 10 thesis of all-Russia and international conference.

Способ торможения и реверса многодвигательной гребной электрической установки с тремя гребными винтами

// Method of braking and reverse of the multi-engine rowing electrical unit with three rowing screws //

Гельвер Ф.А., к. т. н.,
Филиал «ЦНИИ СЭТ» ФГУП «Крыловский
государственный научный центр», г. Санкт-Петербург

В статье представлена интерполяция реверсивной механической характеристики гребного винта, полученная с использованием канонического полинома. Предложена структура гребной электрической установки переменного тока, позволяющая осуществлять торможение и реверс судна без использования тормозных резисторов, повысить энергетическую эффективность и улучшить массогабаритные характеристики гребной электрической установки. Рассмотрены возможные способы торможения и реверса многодвигательной гребной электрической установки с тремя гребными винтами. Приведено математическое описание режимов торможения и реверса гребной электрической установки с тремя гребными винтами. Синтезированы алгоритмы управления гребной электрической установкой с тремя гребными винтами в режимах торможения и реверса. Представлены временные диаграммы изменения момента и частоты вращения на каждом из гребных винтов для предложенных алгоритмов.

Ключевые слова: гребная электрическая установка, гребной электродвигатель (ГЭД), торможение, реверс, стационарный процесс, интерполяция, канонический полином, матрица Вандермонда, постоянная времени, электромагнитный момент, механическая характеристика, реверсивная характеристика.

The interpolation of the reverse mechanical characteristic of the rowing screw received with use of a canonical polynomial is given in article. The structure of the rowing electrical unit of an alternating current allowing to realize braking and a reverse of the vessel without use of brake resistors and allowing to increase energetic efficiency and to improve mass-dimensional characteristics of the rowing electrical unit is offered. Possible methods of braking and a reverse of the multi-engine rowing electrical unit with three rowing screws are considered. The mathematical description of the modes of braking and a reverse of the rowing electrical unit with three rowing screws is provided. Control algorithms by the rowing electrical unit with three rowing screws in the modes of braking and a reverse are synthesized. Time diagrams of change of the moment and rotating speed on each of rowing screws for the offered algorithms are provided.

Keywords: rowing electrical unit, rowing electromotor (GED), braking, reverse, stationary process, interpolation, canonical polynomial, Vandermond's matrix, time constant, electromagnetic moment, mechanical characteristic, reverse characteristic.

В настоящее время к основным направлениям развития мирового судостроения можно отнести повышение эффективности гребной энергетической установки, увеличение скоростных и маневренных качеств и, как следствие, увеличение установленной мощности энергетической установки, улучшение эксплуатационных характеристик, уменьшение массы и габаритов судового

оборудования. Также в мировом судостроении наблюдается установившаяся тенденция строительства судов с системами частичного и полного электродвижения. Данная тенденция наиболее отчетливо проявляется в отношении судов специального назначения, к которым относятся рыбопромысловые и исследовательские суда, плавучие базы и мастерские, паромы, ледоколы, суда

активного ледового плавания, технического вспомогательного флота (земснаряды, кабелеукладчики, плавкраны), суда военно-морского флота и т.д. Системы электродвижения таких судов имеют неоспоримые эксплуатационные преимущества перед установками с механической передачей энергии от первичного теплового двигателя к валу винта [1, 2, 8, 10, 11, 12]. Однако следует отметить, что гребные электрические установки имеют и ряд существенных недостатков: многократное преобразование энергии, большое количество сложного электрического оборудования, низкий показатель надежности всей энергосистемы, а также большие габариты и вес гребной электрической установки. В настоящее время электропривод гребной электрической установки строят на базе машин переменного тока с управлением от преобразователя частоты, рассчитанного на полную мощность приводного электродвигателя. Способы остановки и торможения такой гребной установки более подробно рассмотрены в [9].

Проблема с торможением и остановкой гребной электрической установки на переменном токе до сих пор решается с использованием рекуперативного способа торможения. Рекуперативный способ торможения может осуществляться отдачей энергии торможения в питающую сеть. В этом случае преобразователь частоты должен содержать в структуре силовой части активный выпрямитель напряжения или рекуператор с рекуперацией энергии в звено постоянного тока и рассеиванием ее в виде тепла на тормозном резисторе с использованием тормозного прерывателя. Рекуперация энергии торможения в питающую сеть связана с использованием сложного и габаритного оборудования, а также с соблюдением необходимого условия – сеть должна иметь возможность принять эту энергию [9]. Данный способ не нашел широкого

применения в гребных электрических установках. Наибольшее распространение получил способ рекуперации энергии в звено постоянного тока и ее рассеивания в виде тепла на тормозном резисторе с использованием тормозного прерывателя. Суть данного способа торможения и остановки заключается в том, что инвертором напряжения преобразователя частоты формируется частота выходного напряжения f значительно меньше, чем величина $\frac{n_{эд} \cdot p}{60}$, где $n_{эд}$ – текущая частота вращения гребного электродвигателя, p – число полюсов электрической машины. При этом рекуперированная энергия, величина которой зависит от разности частоты выходного напряжения f и величины $\frac{n_{эд} \cdot p}{60}$, пойдет от гребного электродвигателя через антипараллельные диоды транзисторов инвертора в звено постоянного тока на заряд накопительного конденсатора. В случае превышения допустимого уровня напряжения звена постоянного тока конденсатор будет разряжаться на тормозной резистор с помощью тормозного прерывателя. Для реализации такого способа торможения требуется дополнительное оборудование: тормозной транзистор и тормозной резистор, мощность которого определяется инерционными массами приводимого механизма и требуемым временем торможения гребной электрической установки.

Следует отметить, что все вышесказанное относится к остановке именно гребного электродвигателя, а не к остановке судна. Это очень важно, поскольку судно обладает еще большей инерцией, и его остановка производится, как правило, с реализацией реверса гребного электродвигателя и гребного винта. Отличие остановки и торможения гребного электродвигателя и судна вызвано наличием между ними вязкой среды – воды, через которую происходит это взаимодействие. Так, например, в системах электродвижения автомобиля можно считать, что остановка электропривода и остановка автомобиля связаны жестко за разницей проскальзывания колес относительно поверхности, по которой движется автомобиль.

Проблема торможения, остановки и реверса гребной электрической установки на судах большой мощности становится все более актуальной и требует решения, позволяющего без использования громоздкого, сложного и дорогостоящего оборудования

осуществлять торможение и реверс как электропривода гребных винтов, так и самого судна. На современных судах, выпускаемых отечественной промышленностью, данная проблема так и решается использованием громоздкого и дорогостоящего тормозного резистора и транзисторного прерывателя, осуществляющего сброс энергии торможения на тормозной резистор, в котором эта энергия бесполезно рассеивается в виде тепла. В мировом электродвижении уже давно наметилась тенденция использования энергии торможения для создания полезной работы, например, для подзарядки промежуточного накопителя, с последующим ее использованием либо использования энергии торможения для питания внешних потребителей электроэнергии. Так, например, в системах электродвижения автотранспортных средств такие схемы внедрены и давно уже используются [3, 4, 5]. В системах электродвижения судов данная тенденция не находит широкого

применения, поскольку использование накопителя ограничено большими габаритами и весом самого накопителя, который должен иметь возможность в короткий промежуток времени принять энергию торможения гребной установки либо сетевые вспомогательные потребители должны иметь возможность поглотить эту энергию торможения. В гребной электрической установке гребные электродвигатели связаны между собой и с движением судна через вязкую среду, с которой они соприкасаются – воду. Следовательно, в данном случае имеется возможность перераспределять потоки энергии между гребными электродвигателями и осуществлять торможение гребной электрической установки и торможение судна без использования тормозной цепочки средствами самого электропривода и его взаимодействия через рабочую среду. Более подробно рассмотрим ее реализацию на примере гребной электрической установки, содержащей три гребных винта.

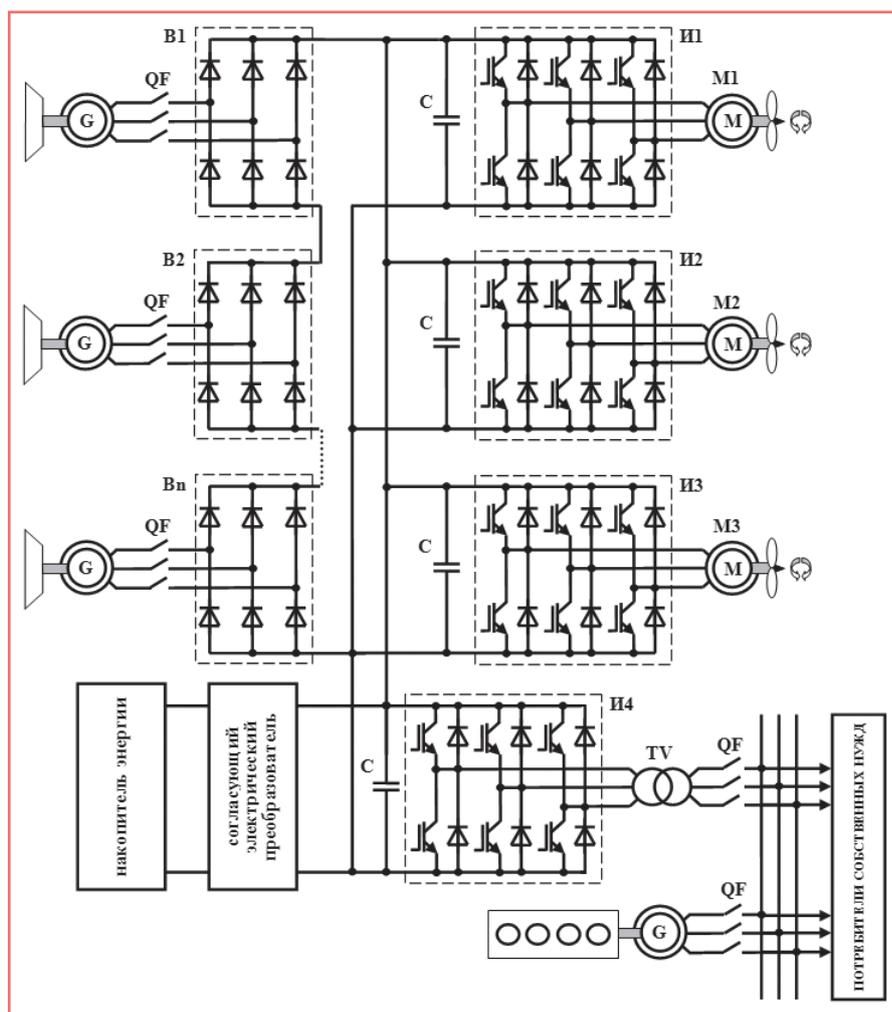


Рис. 1. Силовая схема гребной электрической установки, реализующей торможение гребного электродвигателя без использования тормозных резисторов

Структура электропривода гребной электрической установки с тремя гребными винтами для осуществления торможения без использования тормозной цепочки средствами самого электропривода представлена на рис. 1. Данная структура характеризуется питанием инверторов гребных электродвигателей от общих шин звена постоянного тока. С целью повышения энергетической эффективности такой структуры к общим шинам звена постоянного тока подключены инвертор напряжения с согласующим трансформатором для питания вспомогательных потребителей и потребителей собственных нужд и промежуточный накопитель энергии со своим согласующим электрическим преобразователем. Число генераторных агрегатов в такой структуре может быть любым.

Опишем более подробно работу предложенной структуры системы электродвижения (рис. 1). В рабочем режиме выработка электроэнергии осуществляется электрическими генераторами, механически соединенными с главными первичными тепловыми двигателями. При этом уровень напряжения и максимальная вырабатываемая мощность определяются количеством работающих главных первичных тепловых двигателей и количеством подключенных к неуправляемым выпрямителям напряжения электрических генераторов. Такое последовательное соединение неуправляемых выпрямителей напряжения позволяет осуществить снижение пульсации напряжения на общих шинах постоянного тока при условии сдвига между фазами напряжениями одноименных фаз разных генераторов, равным $120/N$, где $N = 2 \cdot n$ – количество работающих электрических генераторов, n – общее количество главных генераторов. Число пульсаций напряжения на общих шинах постоянного тока на периоде сетевого напряжения будет равно $N \cdot 6$ (при условии использования трехфазных двухполупериодных выпрямителей). Система управления электроэнергетической установкой управляет работой первичных тепловых двигателей для обеспечения этого сдвига в зависимости от числа включенных в работу главных первичных тепловых двигателей. Для номинальной загрузки главных первичных тепловых двигателей система управления электроэнергетической установкой определяет значение мощности, потребляемой гребными электродвигателями

и потребителями собственных нужд, и включает такое количество главных первичных тепловых двигателей, электрических генераторов, при котором суммарная установленная мощность электрических генераторов будет равна потребляемой всеми нагрузками или будет немного превышать ее. Дозагрузка главных первичных тепловых двигателей и электрических генераторов осуществляется посредством заряда накопителя энергии через согласующий электрический преобразователь. При этом обеспечивается номинальная нагрузка главных первичных тепловых двигателей и электрических генераторов, а они, соответственно, работают в экономичном режиме работы. При этом энергия, запасенная в накопителе, будет использоваться для обеспечения требуемой динамики в режимах разгона или пуска гребной электрической установки, когда необходимо кратковременно обеспечить значительным количеством энергии гребные электродвигатели в динамических режимах работы. Причем накопитель энергии должен выбираться так, чтобы обеспечить требуемую динамику разгона и торможения судна. Соответственно, в такой электроэнергетической установке установленная мощность главных первичных тепловых двигателей и электрических генераторов равна установленной мощности всех потребителей электроэнергии на судне. В режимах торможения гребной установки энергия, рекуперлируемая от гребных электродвигателей, будет расходоваться для питания потребителей собственных нужд. При этом поток энергии будет направлен по цепи от гребных электродвигателей через антипараллельные диоды транзисторов инверторов напряжения на общие шины постоянного тока через инвертор напряжения, согласующий трансформатор напряжения на щит вторичного электропитания и питание потребителей собственных нужд. Неуправляемые выпрямители напряжения в этом режиме находятся в запертом состоянии, так как напряжение на общих шинах постоянного тока больше, чем суммарное напряжение, вырабатываемое электрическими генераторами. Таким образом, в режимах рекуперации энергии от гребных электродвигателей энергия от главных первичных тепловых двигателей и электрических генераторов не потребляется. Инвертор напряжения работает в режиме стабилизации

уровня и частоты напряжения на шинах вторичного электропитания, обеспечивая питание потребителей собственных нужд напряжением с требуемыми показателями качества. Если потребители собственных нужд не способны принять такое количество электроэнергии, тогда сброс электроэнергии осуществляется на накопитель энергии по цепи от гребных электродвигателей через антипараллельные диоды транзисторов инверторов напряжения на общие шины постоянного тока и через согласующий преобразователь энергии на накопитель энергии. Если потребители собственных нужд и накопитель энергии не могут принять на себя рекуперлируемую электроэнергию, торможение будет осуществляться перераспределением энергии между гребными электродвигателями. Суть способа остановки судна перераспределением энергии между гребными электродвигателями просто поясняется на примере электроэнергетической установки судна, содержащей два гребных винта. Энергия, рекуперлируемая одним гребным электродвигателем, при его торможении потребляется другим гребным электродвигателем, работающим в двигательном режиме. После остановки первого гребного электродвигателя второй гребной электродвигатель переводится в генераторный режим, а первый включается в двигательный режим на работу в противоположную сторону. После остановки второго гребного электродвигателя он включается на работу в противоположную сторону в двигательном режиме.

В нашем случае для торможения судна с тремя гребными винтами могут быть использованы два алгоритма работы. Различие в алгоритмах заключается в последовательности торможения: вначале одного ГЭД, а потом двух оставшихся, либо наоборот – вначале торможения двух ГЭД, а потом одного оставшегося. Рассмотрим более подробно каждый из предложенных алгоритмов. Пусть количество работающих гребных электродвигателей равно трем, инверторы напряжения получают питание от общих шин постоянного напряжения по схеме, изображенной на рис. 2.

Первый алгоритм торможения, остановки и реверса гребной электрической установки

При необходимости торможения судна гребной электродвигатель M2

переводится в генераторный режим, при этом рекуперированная энергия поступает на общие шины звена постоянного тока, происходит рост напряжения на данных шинах, неуправляемые выпрямители напряжения находятся в запертом состоянии. Энергия, рекуперированная гребным электродвигателем М2, переведенным в генераторный (тормозной) режим, потребляется гребными электродвигателями М1 и М3, работающими в двигательном режиме. После остановки гребного электродвигателя М2 он переводится в двигательный режим с направлением вращения в противоположную сторону, гребные электродвигатели М1 и М3, работавшие в двигательном режиме, переводятся в генераторный режим, а энергия, рекуперированная ими, передается на раскрутку гребного электродвигателя М2, переведенного в двигательный режим. После остановки гребных электродвигателей М1 и М3 они переводятся в двигательный режим, и осуществляется работа гребных электродвигателей М1, М2 и М3 на движение судна назад. На рис. 3 изображены направления потоков энергии при торможении и реверсе гребного электропривода с тремя гребными винтами по первому алгоритму работы.

Второй алгоритм торможения, остановки и реверса гребной электрической установки

При необходимости торможения судна гребные электродвигатели М1 и М3 переводятся в генераторный режим, при этом рекуперированная ими энергия поступает на общие шины звена постоянного тока, происходит рост напряжения на данных шинах, неуправляемые выпрямители напряжения находятся в запертом состоянии. Энергия, рекуперированная гребными электродвигателями М1 и М3, переведенными в генераторный (тормозной) режим, потребляется гребным электродвигателем М2, работающим в двигательном режиме. После остановки гребных электродвигателей М1 и М3 они переводятся в двигательный режим с направлением вращения в противоположную сторону, гребные электродвигатели М1, М2 и М3 на движение судна назад. На рис. 3 изображены направления потоков энергии при торможении и реверсе гребного электропривода с тремя гребными винтами по второму алгоритму работы.

гатель М2, работавший в двигательном режиме, переводится в генераторный режим, а энергия, рекуперированная им, передается на раскрутку гребных электродвигателей М1 и М3, переведенных в двигательный режим. После остановки гребного электродвигателя М2 он переводится в двигательный режим, и осуществляется работа гребных электродвигателей М1, М2 и М3 на движение судна назад. На рис. 4 изображены направления потоков энергии при торможении и реверсе гребного электропривода с тремя гребными винтами по второму алгоритму работы.

Произведем математическое описание процесса торможения и реверса

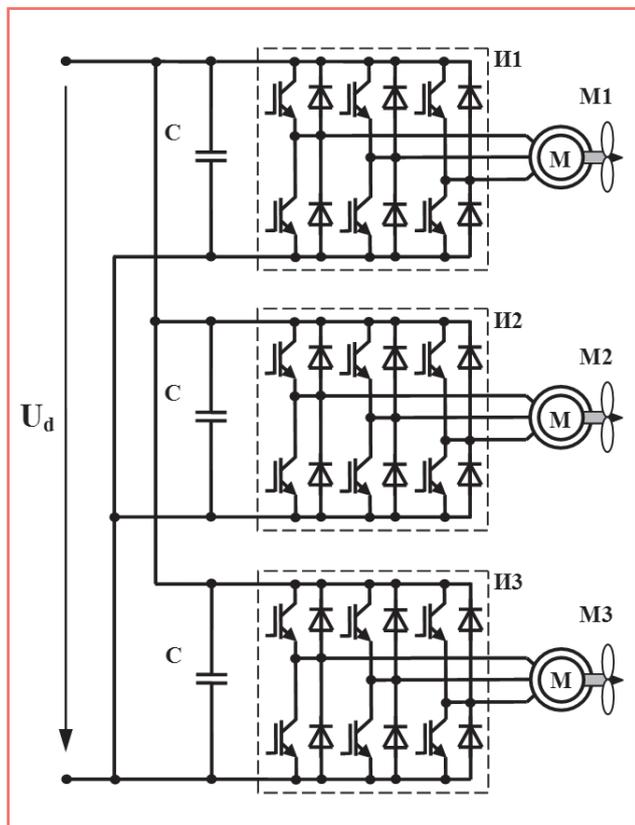


Рис. 2. Схема соединения инверторов и гребных электродвигателей гребной электрической установки, реализующей торможение без использования тормозных резисторов

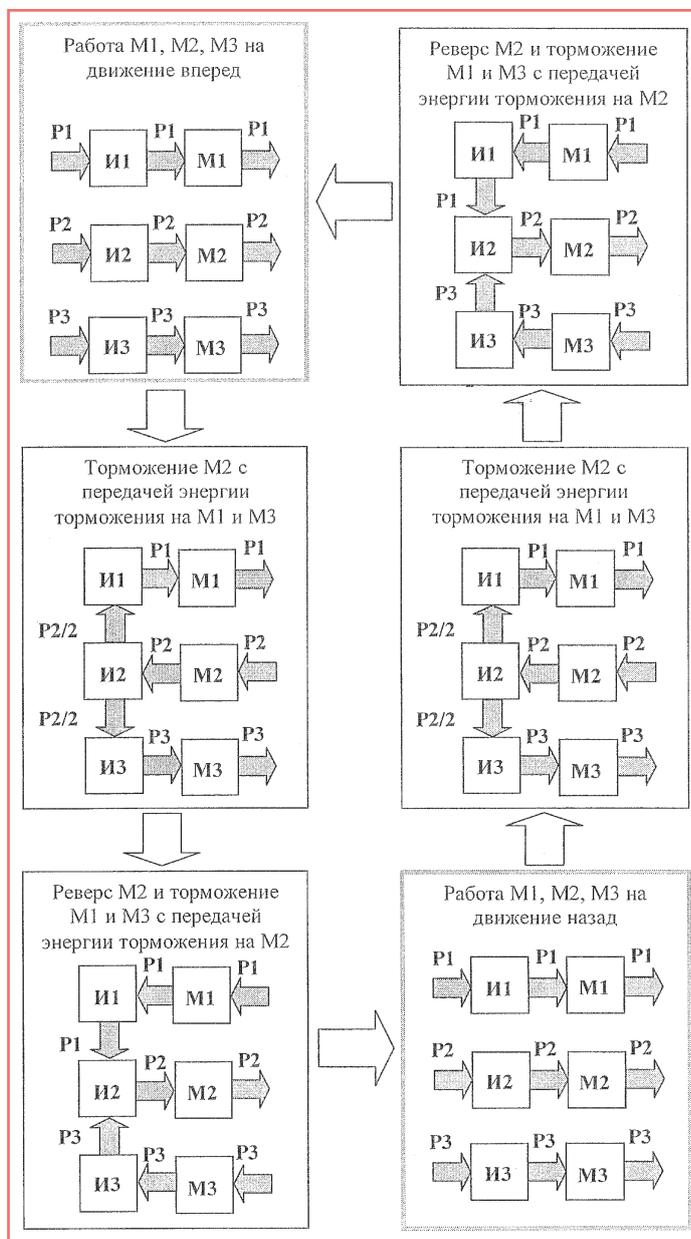


Рис. 3. Направление потоков мощности при торможении гребной электрической установки по первому алгоритму

гребной электрической установки по предложенным алгоритмам. Математическое описание и математическое моделирование процессов торможения и реверса будем производить в относительных единицах. Все вычисления и построение графиков выполнены в математическом пакете Maple. Физические процессы, происходящие при торможении и реверсе гребного винта и гребного электродвигателя, более подробно описаны в статье [13]. Ранее в ряде источников отмечалось, что по мере накопления опытного материала относительно поведения гребного винта в режиме реверсирования выяснилось, что обобщенной реверсивной характеристики не существует [8, 10, 13]. Особенно это относится к участку, характеризующему режим работы гидротурбины, однако можно оценить его предельную реверсивную характеристику. Так, аппроксимация предельной реверсивной механической характеристики, выполненной с помощью двух парабол, сращенных при переходе момента через ноль и определенных по характерным

точкам, приведена в статье [9]. В данной статье приведено математическое описание предельной реверсивной характеристики, построенной в относительных единицах и описанной с помощью одной функции, определенной с помощью канонического полинома седьмой степени по 8 характерным точкам (узлам интерполяционного полинома).

Запишем матрицу, определяющую характерные точки (узлы интерполяционного полинома) предельной реверсивной характеристики:

$$R = \begin{pmatrix} 1 & 0,8 & 0,35 & 0 & -0,2 & -0,3 & -0,4 & -0,5 \\ 1 & 0 & -1 & -0,4 & -0,6 & -0,8 & -1 & -1,3 \end{pmatrix}^T.$$

Введем обозначения: вектор столбца входных данных (частоты вращения винта) $rx = R^{(0)}$ и вектор столбца выходных данных (момента на валу гребного винта) $ry = R^{(1)}$. Определим коэффициенты канонического полинома, определив матрицу Вандермонда [6, 7, 14]

$$V_{j,i} = (rx_j)^i, V_{j,0} = 1,$$

где $j = 0..7, i = 0..7$. Тогда в числовом выражении матрица Вандермонда имеет вид

$$V = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0,8 & 0,64 & 0,512 & 0,41 & 0,328 & 0,262 & 0,21 \\ 1 & 0,35 & 0,122 & 0,043 & 0,015 & 5,252 \cdot 10^{-3} & 1,838 \cdot 10^{-3} & 6,434 \cdot 10^{-4} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -0,2 & 0,04 & -8 \cdot 10^{-3} & 1,6 \cdot 10^{-3} & -3,2 \cdot 10^{-4} & 6,4 \cdot 10^{-5} & -1,28 \cdot 10^{-5} \\ 1 & -0,3 & 0,09 & -0,027 & 8,1 \cdot 10^{-3} & -2,43 \cdot 10^{-3} & 7,29 \cdot 10^{-4} & -2,187 \cdot 10^{-4} \\ 1 & -0,4 & 0,16 & -0,064 & 0,026 & -0,01 & 4,096 \cdot 10^{-3} & -1,638 \cdot 10^{-3} \\ 1 & -0,5 & 0,25 & -0,125 & 0,063 & -0,031 & 0,016 & -7,813 \cdot 10^{-3} \end{pmatrix}.$$

Определяем коэффициенты полинома [6, 7, 14]:

$$a = V^{-1} \cdot ry.$$

В числовом выражении матрица коэффициентов полинома имеет вид

$$a^T = (-0,4 \quad -0,256 \quad -7,194 \quad 0,544 \quad 27,497 \quad -0,021 \quad -43,968 \quad 24,798).$$

Тогда функция, описывающая предельную реверсивную механическую характеристику гребного винта в относительных единицах, имеет вид

$$M_c(\omega) = -0,4 - 0,256 \cdot \omega - 7,194 \cdot \omega^2 + 0,544 \cdot \omega^3 + 27,497 \cdot \omega^4 - 0,021 \cdot \omega^5 - 43,968 \cdot \omega^6 + 24,798 \cdot \omega^7. \quad (1)$$

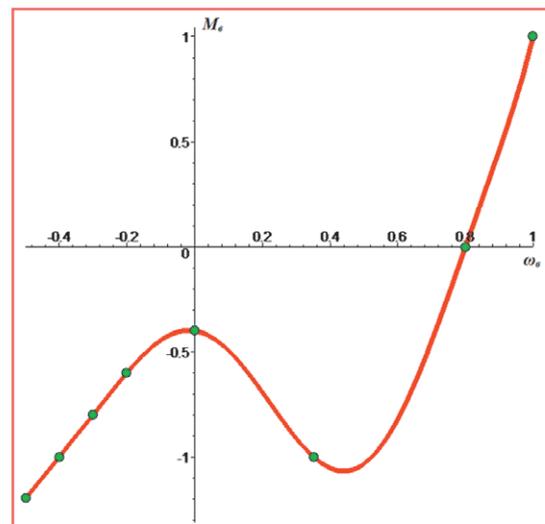


Рис. 5. Предельная реверсивная механическая характеристика гребного винта $M_c = f(\omega)$

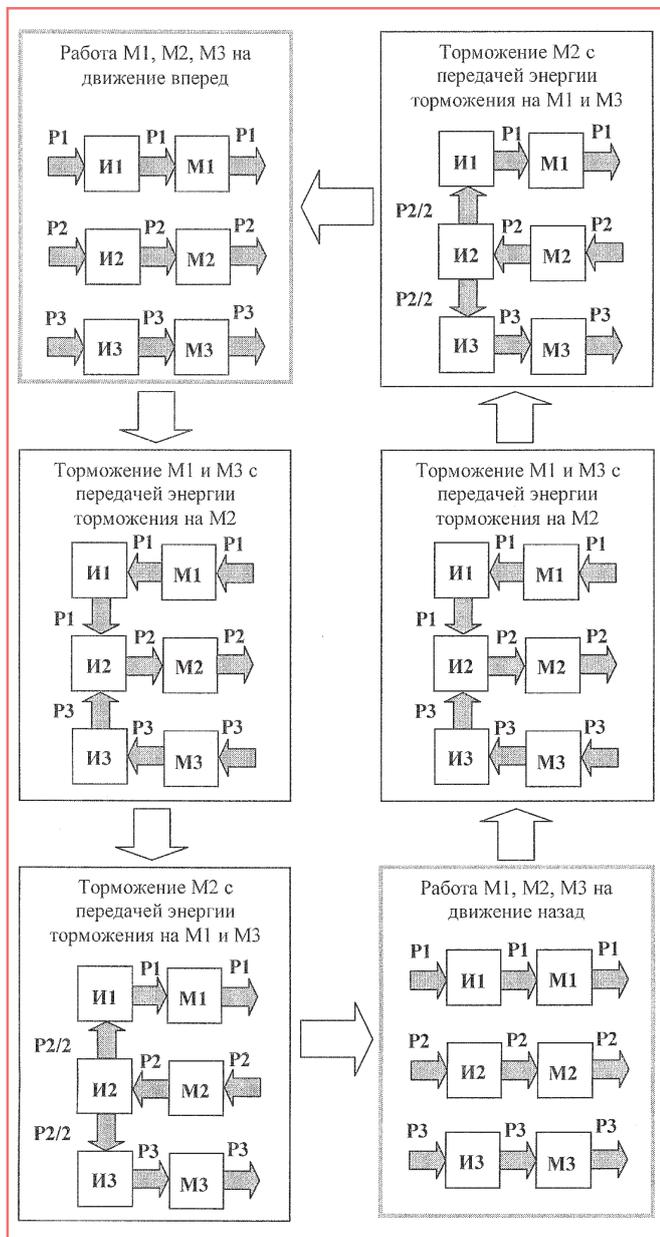


Рис. 4. Направление потоков мощности при торможении гребной электрической установки по второму алгоритму

График функции, описывающей предельную реверсивную механическую характеристику гребного винта в относительных единицах, изображен на рис. 5.

Данная аппроксимация наиболее точно описывает предельную реверсивную механическую характеристику, полученную эмпирическим путем [13].

Управление частотой вращения вала ротора электродвигателя связано с управлением электромагнитным моментом. Эта связь непосредственно следует из основного уравнения движения, представленного в операторной форме и записанного в относительных единицах:

$$T_{\text{мех}} \cdot p\omega^* = M_{\text{дв}}^* - M_{\text{с}}^*,$$

где $T_{\text{мех}} = J \cdot \omega_0 / M_0$ – механическая постоянная времени, $p = \frac{d}{dt}$ – оператор дифференцирования, J – момент инерции механизма, ω_0 – базовое значение скорости, M_0 – базовое значение момента.

С учетом того, что среднестатистическая постоянная времени электродвигателей составляет порядка 0,3 с, примем суммарную постоянную времени гребного винта и гребного электродвигателя равной 1 с ($T_{\text{мех}} = 1$ с). При этом при моделировании все графики временной области будут отражены в секундах.

Произведем аналитическое описание процесса торможения и реверса гребного электропривода по предложенным алгоритмам в гребной электрической установке, содержащей три винта (двигателя) с электроприводом, собранным по схеме, изображенной на рис. 2.

Запишем уравнения движения для каждого из гребных винтов:

$$M_{u1} = M_{\text{дв}1} - M_{\text{с}1} = T_{\text{мех}1} \cdot \frac{d\omega_1}{dt}; \quad (2)$$

$$M_{u2} = M_{\text{дв}2} - M_{\text{с}2} = T_{\text{мех}2} \cdot \frac{d\omega_2}{dt}; \quad (3)$$

$$M_{u3} = M_{\text{дв}3} - M_{\text{с}3} = T_{\text{мех}3} \cdot \frac{d\omega_3}{dt}. \quad (4)$$

Торможение и реверс гребного винта по первому алгоритму

Для осуществления торможения и реверса гребного электропривода вначале производим остановку ГЭД 2 с величиной электромагнитного момента, равной $M_{\text{дв}2} = -2$. Такая величина электромагнитного момента выбрана для того, чтобы мощность, потребляемая ГЭД 1 и ГЭД 3, работающими в номинальном режиме, в начальный момент была равна мощности торможения ГЭД. При этом все гребные электродвигатели начнут замедление. Замедление ГЭД 2 будет значительно быстрее, так как электромагнитный момент ГЭД 2 отрицательный, а моменты ГЭД 1 и ГЭД 3 будут уменьшаться в зависимости от изменения частот вращения всех гребных электродвигателей и условия выполнения равенства мощностей

$$P_{\text{дв}1}(t) + P_{\text{дв}3}(t) = -P_{\text{дв}2}(t)$$

на время торможения и реверса гребных электродвигателей. Введем ограничения на максимально возможное значение электромагнитного момента, развиваемое всеми гребными электродвигателями:

$$\max |M_{\text{дв}1}| = \max |M_{\text{дв}2}| = \max |M_{\text{дв}3}| = 2.$$

Данное ограничение реализуется на уровне электрического преобразователя электропривода гребной электрической установки.

Тогда, исходя из равенства мощностей $P_{\text{дв}1}(t) + P_{\text{дв}3}(t) = -P_{\text{дв}2}(t)$, при условии $P_{\text{дв}1}(t) = P_{\text{дв}3}(t)$ получим $2 \cdot P_{\text{дв}1}(t) = -P_{\text{дв}2}(t)$, при этом электромагнитные моменты ГЭД 1 и ГЭД 3 должны определяться согласно

$$M_{\text{дв}1}(t) = M_{\text{дв}3}(t) = \frac{-M_{\text{дв}2} \cdot \omega_2(t)}{2 \cdot \omega_1(t)}. \quad (5)$$

Используя начальные условия

$\omega_1(0) = 1, \omega_2(0) = 1, \omega_3(0) = 1, M_{\text{дв}2} = -2$ и численное решение дифференциальных уравнений (2), (3), (4), (5) относительно (1), получим зависимости $\omega_1(t), \omega_2(t), \omega_3(t), M_{\text{дв}1}(t), M_{\text{дв}2}(t), M_{\text{дв}3}(t)$, графики которых изображены на рис. 6.

Мощности на валах ГЭД 1, ГЭД 2 и ГЭД 3 определяются согласно

$$P_{\text{дв}1}(t) = M_{\text{дв}1}(t) \cdot \omega_1(t); \quad (6)$$

$$P_{\text{дв}2}(t) = M_{\text{дв}2}(t) \cdot \omega_2(t); \quad (7)$$

$$P_{\text{дв}3}(t) = M_{\text{дв}3}(t) \cdot \omega_3(t). \quad (8)$$

На рис. 7 изображены графики мощностей $P_{\text{дв}1}(t), P_{\text{дв}2}(t), P_{\text{дв}3}(t)$.

При этом отрицательная величина мощности характеризует генераторный режим работы гребного электродвигателя и режим гидротурбины гребного винта, а положительная величина мощности – двигательный режим работы гребного электродвигателя и режим, при котором гребной винт создает упор при реверсе гребного электропривода.

На рис. 8 изображена суммарная мощность на всех гребных электродвигателях при торможении и реверсе.

Из данных графиков видно, что до определенного момента времени (до момента вхождения $M_{\text{дв}1}(t)$ и $M_{\text{дв}3}(t)$

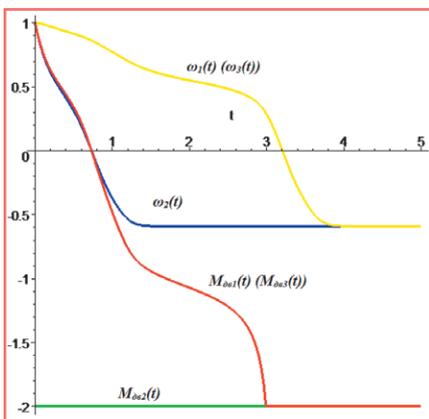


Рис. 6. Зависимости $\omega_1(t), M_{\text{дв}1}(t), \omega_2(t), M_{\text{дв}2}(t), \omega_3(t), M_{\text{дв}3}(t)$ при торможении и реверсе гребного электропривода по первому алгоритму

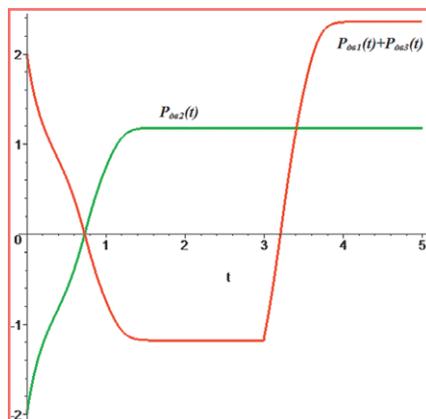


Рис. 7. Зависимости $P_{\text{дв}1}(t)+P_{\text{дв}3}(t), P_{\text{дв}2}(t)$ при торможении и реверсе гребного электропривода по первому алгоритму

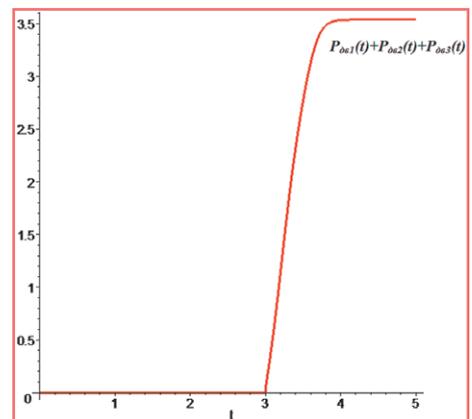


Рис. 8. Зависимость суммарной мощности $P_{\text{дв}1}(t)+P_{\text{дв}2}(t)+P_{\text{дв}3}(t)$ при торможении и реверсе гребного электропривода по первому алгоритму

в режим ограничения, при котором $M_{\partial\partial 1} = M_{\partial\partial 3} = -2$ сумма мощностей на валу всех гребных электродвигателей равна нулю, при этом нет необходимости сброса энергии торможения на какой-либо из потребителей. После достижения $M_{\partial\partial 1}(t) = M_{\partial\partial 3}(t) = -2$ происходит отбор мощности из питающей сети для работы ГЭД 1, ГЭД 2 и ГЭД 3 на реверс.

Следует отметить, что кратковременное увеличение электромагнитного момента до двух номиналов вполне допустимо. Для гребных электродвигателей такое увеличение выполнено для обеспечения быстрой динамики при остановке и изменения направления движения судна.

Торможение и реверс гребного винта по второму алгоритму

Для осуществления торможения и реверса гребного электропривода вначале производим остановку ГЭД 1 и ГЭД 3 с начальной величиной электромагнитного момента, равной -1 . Такая величина электромагнитного момента ограничена тем, что в момент начала торможения момент на валу ГЭД 2 не превысил величины двух номиналов. В случае значительного превышения величины электромагнитного момента на валу ГЭД 2 в первый момент времени он будет пытаться разогнать судно, в то время как ГЭД 1 и ГЭД 3 будут пытаться его остановить. Таким образом, гребные винты ГЭД 1, ГЭД 3 и ГЭД 2 будут работать несогласованно. Далее величину электромагнитного момента ГЭД 1 и ГЭД 2 можно снижать по линейному закону до -2 .

Введем ограничения на максимальное возможное значение электромагнит-

ного момента, развиваемое всеми гребными электродвигателями:

$$\begin{aligned} \max |M_{\partial\partial 1}| &= \max |M_{\partial\partial 2}| = \\ &= \max |M_{\partial\partial 3}| = 2. \end{aligned}$$

Пусть величина электромагнитного момента ГЭД 1 и ГЭД 3 меняется по закону

$$M_{\partial\partial 1}(t) = M_{\partial\partial 3}(t) = \begin{cases} -1 - 0,6 \cdot t \text{ нпу } t \leq 1,65 \\ -2 \text{ нпу } t \geq 1,65 \end{cases}$$

Тогда, исходя из равенства мощностей $P_{\partial\partial 1}(t) + P_{\partial\partial 3}(t) = -P_{\partial\partial 2}(t)$, при условии $P_{\partial\partial 1}(t) = P_{\partial\partial 3}(t)$ получим $P_{\partial\partial 2}(t) = -2 \cdot P_{\partial\partial 1}(t)$, при этом электромагнитный момент ГЭД 2 должен определяться согласно

$$M_{\partial\partial 2}(t) = \frac{-2 \cdot M_{\partial\partial 1} \cdot \omega_1(t)}{\omega_2(t)}. \quad (9)$$

Используя начальные условия $\omega_1(0) = 1, \omega_2(0) = 1, \omega_3(0) = 1$, законы изменения $M_{\partial\partial 1}, M_{\partial\partial 3}$ и численное решение дифференциальных уравнений (2), (3), (4), (9) относительно (1), получим зависимости $\omega_1(t), \omega_2(t), \omega_3(t), M_{\partial\partial 1}(t), M_{\partial\partial 2}(t), M_{\partial\partial 3}(t)$, графики которых изображены на рис. 9.

На рис. 10 изображены графики мощностей $P_{\partial\partial 1}(t), P_{\partial\partial 2}(t), P_{\partial\partial 3}(t)$.

На рис. 11 изображена суммарная мощность на всех гребных электродвигателях при торможении и реверсе.

Из данных графиков видно, что до определенного момента времени (до момента вхождения $M_{\partial\partial 2}(t)$ в режим ограничения, при котором $M_{\partial\partial 2} = -2$) сумма мощностей на валу всех гребных электродвигателей равна нулю, при этом нет необходимости сброса энергии торможения на какой-либо из потребителей. После достижения $M_{\partial\partial 2}(t) = -2$

происходит отбор мощности от инверторов напряжения для работы ГЭД 1, ГЭД 2 и ГЭД 3 на реверс.

Как видно, реализация второго алгоритма работы с остановкой вначале ГЭД 1 и ГЭД 3, а затем остановкой ГЭД 2 происходит значительно быстрее и более эффективно, чем реверс гребной электрической установки по первому алгоритму.

Таким образом, используя структуру рис. 1, можно создать различные комбинации и алгоритмы работы гребных электродвигателей при торможении судна в данной электроэнергетической системе без использования тормозного прерывателя и тормозного резистора для быстрого торможения и реверса гребных электродвигателей.

Все представленные результаты описывают процессы, происходящие в гребном винте, но никак не отражают процессы остановки и реверса судна (постоянная времени судна на порядок, а иногда и на два больше постоянной времени гребного электропривода), хотя на них значительно влияют. Это влияние достаточно сложно описать математически, поскольку оно зависит от многих факторов. Тем не менее следует отметить, что процесс остановки судна напрямую зависит от работы гребной установки, но для каждого типа судна, количества гребных винтов, особенностей обводов корпуса и прочих факторов он свой. Процесс остановки судна в конечном итоге заключается в том, что гребные электродвигатели реверсируют, тем самым создавая тягу против движения судна, притормаживая и останавливая его, после чего гребные электродвигатели

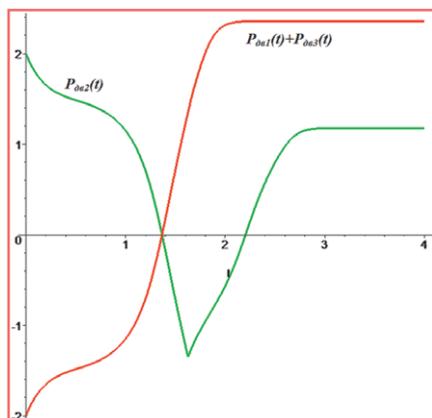


Рис. 9. Зависимости $\omega_1(t), M_{\partial\partial 1}(t), \omega_2(t), M_{\partial\partial 2}(t), \omega_3(t), M_{\partial\partial 3}(t)$ при торможении и реверсе гребного электропривода по второму алгоритму

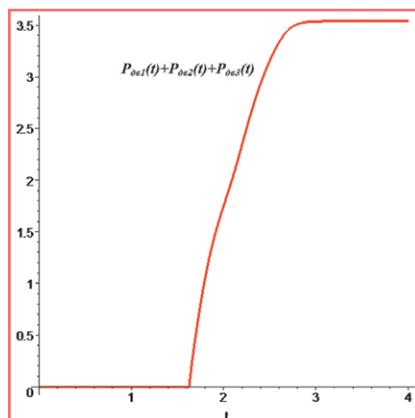


Рис. 10. Зависимости $P_{\partial\partial 1}(t) + P_{\partial\partial 2}(t), P_{\partial\partial 3}(t)$ при торможении и реверсе гребного электропривода по второму алгоритму

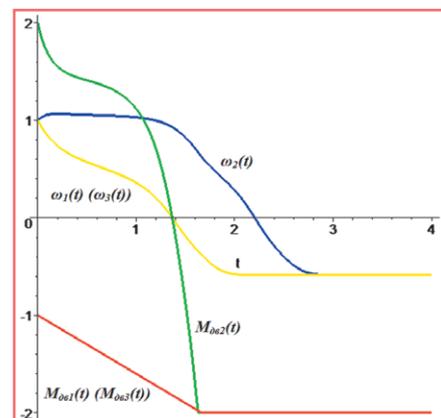


Рис. 11. Суммарная мощность $P_1(t) + P_2(t) + P_3(t)$ при торможении и реверсе гребного электропривода по второму алгоритму

вместе с гребными винтами могут быть остановлены на выбеге.

Таким образом, предложенный способ торможения и реверса гребной электрической установки позволяет осуществлять торможение и реверс гребных электродвигателей без использования сложных силовых схем и дополнительного оборудования в силовом канале электрического преобразователя. При этом время торможения и реверса ГЭД увеличится незначительно по отношению к остановке и изменению направления движения судна. Такой способ торможения и реверса гребной электрической установки совместно с использованием промежуточного накопителя позволяет значительно повысить энергетическую эффективность электроэнергетической установки и приблизить установленную мощность первичных тепловых двигателей, генераторных агрегатов к установленной мощности гребных электродвигателей, что также в лучшую сторону отразится на массогабаритных и энергетических характеристиках всей электроэнергетической установки.

Литература

1. Айзенштадт Е.Б., Гилерович Б.А., Горбунов Б.А. Гребные электрические установки. – Л.: Судостроение, 1985.
2. Акулов Ю.И. Гребные электрические установки. – М.: Транспорт, 1982.
3. Алямкин Д.И., Анучин А.С., Козаченко В.Ф. и др. Направления развития и оптимизации систем электроприводов городского гибридного и электрического транспорта // Электротехника, 2015, № 1. – С. 5–8.
4. Анучин А.С., Алямкин Д.И., Козаченко В.Ф. и др. Состояние и перспективы развития городского гибридного и электрического тягового электропривода в России // Труды VIII Международной / XIX Всероссийской конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014. Октябрь 2014. – Саранск, 2014. – С. 24–28.
5. Анучин А.С., Козаченко В.Ф., Лашкевич М.М. и др. Состояние и перспективы развития электротрансмиссий для электрического и гибридного транспорта на 2015 год // Труды VIII Международной / XIX Всероссийской конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014. Октябрь 2014. – Саранск, 2014. – С. 43–50.
6. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. – М.: Изд-во «Лаборатория базовых знаний», 2003.
7. Березин И.С., Жидков Н.П. Методы вычислений. – М.: ФизМатЛит, 1962.
8. Быков А.С., Башаев В.В. Гребные электрические установки атомных ледоколов. – СПб.: Элмор, 2004.
9. Гельвер Ф.А., Самосейко В.Ф. Управление торможением гребного электропривода с несколькими винтами // Труды IX Международной (X Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2016. Пермь, 3–7 октября 2016 г. (ICPDS 2016). – С. 385–389.
10. Дарьенков А.Б., Мирясов Г.М., Титов В.Г. и др. Гребные электрические установки. – Нижний Новгород, 2014.
11. Кузнецов Н.А., Куропаткин П.В., Хайкин А.Б. и др. Основы проектирования гребных электрических установок. – Л.: Судостроение, 1972.
12. Михайлов В.А., Рукавишников С.Б., Фрейдзон И.Р. Электродвижение судов и электропривод судовых механизмов. – Л.: Судостроение, 1965.
13. Росин Е.И. Автоматизированные гребные электрические установки. Движение судна и его главная установка: текст лекции / ЛЭТИ. – Л., 1986. – 48 с.
14. Форсайт Дж., Мальком М., Моулер К. Машинные методы математических вычислений. – М.: Мир, 1980.

Гельвер Фёдор Андреевич

Родился в 1980 году. В 2004 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет водных коммуникаций (СПГУВК) по специальности «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов». Кандидат технических наук. В 2009 году защитил диссертацию по теме «Алгоритмы оптимального управления гребной электрической установкой с машиной двойного питания». Опыт работы – 14 лет. В настоящее время работает начальником лаборатории филиала «ЦНИИ СЭТ» ФГУП «Крыловский государственный научный центр» и доцентом кафедры ЭП и ЭОБУ ГУМРФ имени адмирала Макарова. Имеет 27 научных статей, 1 монографию и 24 патента на изобретение.

Gelver Fedor

Was born in 1980. In 2004 he graduated from St. Petersburg State University of Water Communications with degree in «Electric drive and automation of industrial installations and technological complexes». He is Candidate of Technical sciences. In 2009 he defended a dissertation by the theme «Algorithms of optimal control of electric propulsion plant with double-fed electric machine». He has 14 years of work experience. At present he works as Head of laboratory of Krylov State research Centre branch and associate professor at Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping. He has 27 scientific articles, 1 monograph and 24 patents of invention.

Характеристики моментных бесконтактных двигателей постоянного тока с симметричной и несимметричной обмотками

// Characteristics of the contactless torque DC motors with symmetric and asymmetrical windings //

Гридин В. М., к. т. н., доцент,
МГТУ им. Н.Э. Баумана, г. Москва

В статье рассмотрены четыре варианта моментных бесконтактных двигателей постоянного тока (БДПТ) с двухполярной коммутацией якорной обмотки (ЯО) по положению ротора: с обычной симметричной трехсекционной и несимметричной четырехсекционной ЯО, с обычным составным индуктором и с двумя цилиндрическими индукторами – постоянными магнитами. Числа радиальных полюсов двух индукторов отличаются в два раза. ЯО выполнена как обычная барабанная при составном индукторе или как тороидальная – при двух индукторах. Для различных индукторов и для двух индукторов выражено распределение магнитной индукции по окружности воздушного зазора, определены оптимальные соотношения между параметрами двух индукторов. Получены выражения для относительного электромагнитного момента и пульсации этого момента. Установлено, что удельные моменты у БДПТ с трехсекционной и четырехсекционной ЯО примерно одинаковы. Пульсация электромагнитного момента у БДПТ с составным индуктором и несимметричной четырехсекционной ЯО не превышает 2%, а у БДПТ с двумя цилиндрическими индукторами и симметричной трехсекционной ЯО не превышает 1%, что значительно меньше, чем у известных моментных БДПТ (3,5–4%).

Ключевые слова: симметричная трехсекционная и несимметричная четырехсекционная обмотки, составной индуктор и два цилиндрических индуктора, электромагнитный момент, пульсация момента.

Бесконтактные двигатели постоянного тока (БДПТ) по сравнению с обычными двигателями постоянного тока не имеют скользящих контактов и поэтому работают более надежно, особенно при вибрациях, ускорениях, после

Considered four options for contactless torque DC motors (plug) bipolar circuit-switched anchor winding (NW) rotor position: with the usual three-section symmetric and asymmetric four nuclear weapons, with conventional composite inductor and two cylindrical inductors permanent magnets. The number of radial poles of the two coils differ in two times. Yao is designed as a conventional reel with a composite or as a toroidal inductor with two inductors. For various inductor and for two inductors is expressed the distribution of magnetic induction along the circumference of the air gap, the optimal ratio between the parameters of the two inductors. The expressions for the relative electromagnetic torque and ripple in this moment. It is established that specific moments in BL motors with three-section and four-section Yao is about the same. The pulsation of the electromagnetic torque have BL motors with integral inductor and single-ended four-section Yao does not exceed 2%, and the plug with two cylindrical inductors and symmetric three-Yao does not exceed 1%, which is significantly less than the known torque plug (3,5–4%).

Keywords: symmetric and asymmetric three-section four-section coil, compound coil and two cylindrical inductor, electromagnetic torque, ripple torque.

ударов и т.п., что характерно для автономных объектов, например, для транспорта. Механическая характеристика БДПТ аналогична таковой у обычного двигателя постоянного тока. Общие вопросы по устройству и работе БДПТ

изложены в [1], [2]. Исследованию моментных (то есть низкоскоростных) двигателей посвящен ряд работ, например, [3–9]. Основными характеристиками моментных БДПТ являются удельный момент (отношение момента к объему электромеханической части двигателя) и пульсация момента. Пульсация момента зависит от конструкции двигателя, числа секций его якорной обмотки (ЯО) и способа управления током в секциях ЯО по положению ротора и вала двигателя. Дискретный способ обеспечивает ток в каждой секции ЯО, не изменяемый при повороте ротора от момента подключения секции к источнику питания до момента отключения ее от источника. Аналоговый способ обеспечивает токи в секциях ЯО, изменяемые синусоидально при повороте ротора, желательного строго синусоидально.

Чаще всего применяют БДПТ с дискретным управлением из-за более простых конструкции индуктора, схемы ЯО и схемы управления транзисторами коммутатора по положению ротора. При этом обычно выполняют БДПТ с составным индуктором и симметричной трехсекционной ЯО, шестью или тремя силовыми транзисторами при двух- или однополярной коммутации секций ЯО по положению ротора. Пульсация момента – не менее 3,5–4% из-за синусообразного (не трапецеидального) распределения магнитной индукции по окружности воздушного зазора. У БДПТ с аналоговым управлением пульсация момента не меньше, но во многих случаях пульсация не должна превышать 2%.

Постановка задачи

В настоящей статье поставлена задача рассмотрения четырех вариантов моментных БДПТ с коммутацией ЯО по положению ротора с целью определения возможных вариантов БДПТ, у которых пульсация электромагнитного момента не превышает 2%. Конкретно

рассматриваются БДПТ с обычной симметричной трехсекционной и несимметричной четырехсекционной ЯО, с обычным составным индуктором и двумя цилиндрическими индукторами. ЯО выполнена как обычная барабанная при составном индукторе или как тороидальная – при двух индукторах.

Трехсекционная ЯО коммутруется шестью транзисторами. В любой момент времени к источнику питания подключены две секции ЯО. Несимметричная четырехсекционная ЯО предложена в [10]. В подобной ЯО вторая, третья и четвертая секции смещены относительно первой секции на электрический угол, равный, соответственно, 90, 135 и 225°. Общий вывод всех секций соединен со средней точкой источника питания. Секции коммутруются восемью транзисторами. В любой момент времени к источнику питания подключены три секции ЯО. Составной индуктор имеет внутреннее магнитно-мягкое основание и наружные полюсы-магниты. Цилиндрические индукторы – постоянные магниты – имеют радиальные неявно выраженные полюсы. Числа полюсов двух индукторов отличаются в два раза.

Решение поставленной задачи

На рис. 1а показано распределение по окружности воздушного зазора магнитной индукции для составного индуктора и для двух индукторов. Координата окружности зазора представлена

углом α . Также на рис. 1б в виде точек изображены положения двух секций трехсекционной ЯО и трех секций четырехсекционной ЯО, подключенных к источнику питания, в момент времени, соответствующий началу межкоммутационного интервала (МКИ) – над осью α , и в момент времени, соответствующий середине МКИ – под осью α .

Вначале определим и сравним характеристики моментных БДПТ с составным индуктором и трех- или четырехсекционной ЯО. Магнитную индукцию, изображенную в виде поз. 1 на рис. 1а, представим на угловом интервале $\alpha = 22,5^\circ - 157,5^\circ$ следующим универсальным выражением:

$$b = B_m \cdot (c + \sin \alpha) = B_m \cdot c + B_m \cdot \sin \alpha,$$

а соответствующую относительную магнитную индукцию – выражением

$$\bar{b} = b / B_m = c + \sin \alpha,$$

где B_m – максимальная переменная составляющая магнитной индукции.

Значения $\bar{b}(22,5^\circ)$ и $\bar{b}(30^\circ)$ принципиально меньше значения $\bar{b}(90^\circ)$ из-за бокового магнитного рассеяния между соседними полюсами и различной длины магнитной линии в середине и по краям полюсов. При $c = 0,5$; 1,0 отношение $\bar{b}(22,5^\circ) / \bar{b}(90^\circ)$ равно, соответственно, 0,588; 0,693, а отношение $\bar{b}(30^\circ) / \bar{b}(90^\circ)$ равно, соответственно, 0,667; 0,75.

Электромагнитный момент (далее – момент) пропорционален произведению тока в секциях ЯО и суммы магнитных индукций в местах расположения

секций, подключенных к источнику питания и обтекаемых током. Так как ток в секциях ЯО моментных БДПТ неизменный, то относительный момент \bar{m} (отношение момента к максимальному моменту) равен сумме относительных магнитных индукций \bar{b} в местах расположения секций, подключенных к источнику питания [6].

Согласно рис. 1в минимальный и максимальный относительные моменты для БДПТ с трехсекционной ЯО равны

$$\bar{m}_{\min} = 2 \cdot c + \sin 30^\circ + \sin 90^\circ = 2 \cdot c + 1,5,$$

$$\bar{m}_{\max} = 2 \cdot (c + \sin 60^\circ) = 2 \cdot c + 1,732,$$

а для БДПТ с четырехсекционной ЯО

$$\bar{m}_{\min} = 3 \cdot c + \sin 22,5^\circ + 2 \sin 67,5^\circ = 3 \cdot c + 2,230,$$

$$\bar{m}_{\max} = 3 \cdot c + 2 \sin 45^\circ + \sin 90^\circ = 3 \cdot c + 2,414.$$

Пульсации момента μ будем определять по формуле

$$\mu = \frac{\bar{m}_{\max} - \bar{m}_{\min}}{\bar{m}_{\max} + \bar{m}_{\min}} \cdot 100, \%$$

Для БДПТ с трехсекционной ЯО получим

$$\mu = \frac{23,2}{4 \cdot c + 3,232}, \quad c = \frac{23,2 - 3,232 \cdot \mu}{4 \cdot \mu}.$$

Отсюда $\mu = 4\%$ при $c = 0,642$, $\mu = 3,5\%$ при $c = 0,849$.

Для БДПТ с четырехсекционной ЯО получим

$$\mu = \frac{18,4}{6 \cdot c + 4,644}.$$

При $c = 0,642$ $\mu = 2,166\%$, $4 / 2,166 = 1,85$.

При $c = 0,849$ $\mu = 1,890\%$, $3,5 / 1,890 = 1,85$.

Сравним электромагнитные моменты БДПТ с трех- и четырехсекционной ЯО, у которых электрохимическая часть выполнена в одних и тех же габаритах, площади всех пазов якоря равны, напряжения на секциях ЯО одинаковы, равны энергии, потребляемые ЯО. При этом параметры и характеристики БДПТ с трех- и четырехсекционной ЯО будем обозначать, соответственно, с индексом 3 и с индексом 4.

При равенстве площадей всех пазов якоря справедливы выражения

$$8 \cdot w_4 \cdot g_4 \approx 6 \cdot w_3 \cdot g_3,$$

$$g_4 / g_3 = \frac{3}{4} \cdot w_3 / w_4,$$

где w_3 и w_4 , g_3 и g_4 – числа витков одной секции ЯО на пару полюсов и площади поперечного сечения проводников ЯО.

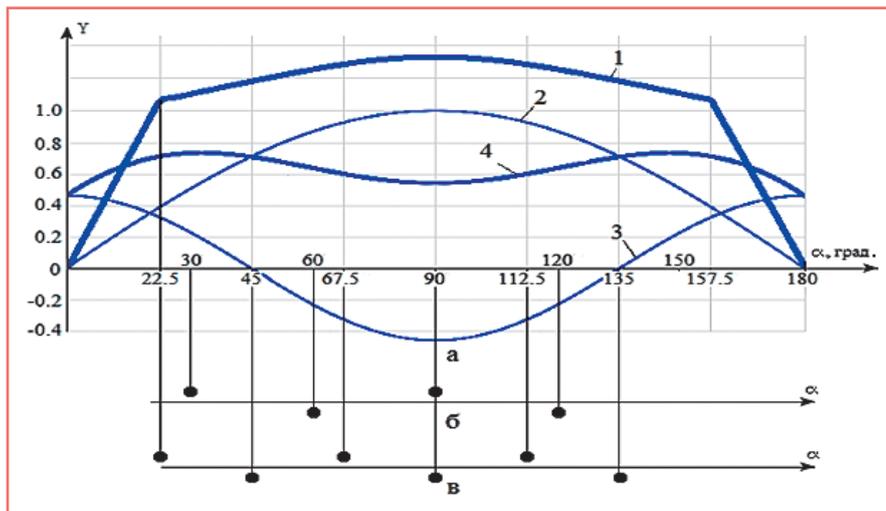


Рис. 1. Распределение магнитной индукции по окружности воздушного зазора и положения секций обмоток:

- а) распределение магнитной индукции для составного индуктора – поз. 1, для двух индукторов: от воздействия основного индуктора – 2, от воздействия дополнительного индуктора – 3, от воздействия обоих индукторов – 4;
б) положения двух секций трехсекционной ЯО в начале и середине МКИ;
в) положения трех секций четырехсекционной ЯО

При равенстве напряжений U на секциях ЯО отношение токов в секциях ЯО $\frac{I_4}{I_3} = \frac{U/R_4}{U/R_3} = \frac{R_3}{R_4} = \frac{w_3}{w_4} \cdot \frac{g_4}{g_3} = \frac{3}{4} \left(\frac{w_3}{w_4}\right)^2$, где R_3 и R_4 – сопротивления секций ЯО.

С другой стороны, при равенстве напряжений U и энергий, потребляемых ЯО, справедливо выражение

$$3 \cdot I_4 = 2 \cdot I_3,$$

Из двух последних формул получим

$$I_4 \cdot w_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot I_3 \cdot w_3.$$

Для отношения моментов справедливо выражение и значение

$$\frac{M_4}{M_3} = \frac{3 \cdot I_4 \cdot w_4}{2 \cdot I_3 \cdot w_3} = \frac{3}{2\sqrt{2}} = 1,03 \approx 1.$$

Можно считать, что $M_4 = M_3$.

индуктор – двухполюсный, а дополнительный – четырехполюсный. На рис. 2а как бы удалена часть основного индуктора до линии вырыва б, что позволяет увидеть часть дополнительного индуктора, расположенного за основным. Положение индукторов соответствует середине МКИ. На рис. 2б показано направление тока в двух секциях ЯО в виде \oplus и \ominus .

Каждая секция ЯО состоит из двух диаметрально противоположных тороидальных катушек 4, уложенных вокруг магнитопровода якоря. Необходимость применения тороидальной ЯО вызвана тем, что не показанная на рис. 1а, поз. 4 отрицательная полуволна магнитной индукции от воздействия двух индукторов значительно отличается от положительной полуволны. Она имеет меньшую длительность, большую амплитуду и худшую форму, близкую к треугольной. Поэтому применение обычной барабанной ЯО значительно увеличило бы пульсацию момента.

Для индукторов в виде цилиндрических постоянных магнитов с радиальными полюсами распределение магнитной индукции по окружности воздушного зазора близко к синусоидальному. Так как якорь расположен напротив обоих индукторов, то можно рассматривать распределение результирующей для ЯО магнитной индукции b в воздушном зазоре и, используя принцип суперпозиции, описать его следующим выражением:

$$b = \frac{l_1 \cdot B_{m1} \cdot \sin \alpha + l_2 \cdot B_{m2} \cdot \cos 2\alpha}{l_1 + l_2},$$

где l_1 и l_2 – длины индукторов 1 и 2 (см. рис. 2а), B_{m1} и B_{m2} – амплитуды соответствующих магнитных индукций в воздушном зазоре.

Для относительной результирующей для ЯО магнитной индукции \bar{b} справедливо выражение

$$\bar{b} = \frac{b \cdot (l_1 + l_2)}{B_{m1} \cdot l_1} = \sin \alpha + K \cdot \cos 2\alpha,$$

$$\text{где } K = \frac{l_2 \cdot B_{m2}}{l_1 \cdot B_{m1}}.$$

Требуемое значение коэффициента K можно обеспечить, передвигая дополнительный индуктор вдоль вала двигателя.

Определим значение коэффициента K из условия равенства относительных моментов \bar{m} в начале, середине и конце каждого МКИ. Такие моменты являются минимальными – \bar{m}_{\min} . Максимальный относительный момент \bar{m}_{\max} определим, решив уравнение

$$d\bar{m}/d\alpha = 0.$$

Определив значение его корня $\alpha = \alpha_m$, найдем значение \bar{m}_{\max} как $\bar{m}(\alpha_m)$ и пульсацию момента μ .

Для БДПТ с трехсекционной ЯО, согласно рис. 1а и 1б, относительный момент в начале и конце каждого МКИ

$$\bar{m}' = \sin 30^\circ + \sin 90^\circ + K \cdot (\cos 60^\circ + \cos 180^\circ) = 1,5 - 0,5 \cdot K,$$

а в середине каждого МКИ

$$\bar{m}'' = 2 \cdot (\sin 60^\circ + K \cdot \cos 120^\circ) = 1,732 - K.$$

Так как $\bar{m}'' = \bar{m}'$, то $K = 0,464$ (см. рис. 1а, поз. 2 и 3),

$$\bar{m}_{\min} = 1,732 - 0,464 = 1,268.$$

Будем считать, что угол α – координата крайней левой секции ЯО на рис. 1б. Тогда для относительного момента можно записать следующее выражение:

$$\begin{aligned} \bar{m} &= \sin \alpha + \sin(\alpha + 60^\circ) + K \cdot [\cos 2\alpha + \cos 2 \cdot (\alpha + 60^\circ)] = \\ &= \sqrt{3} \cdot \sin(\alpha + 30^\circ) + 0,464 \cdot \cos 2 \cdot (\alpha + 30^\circ); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{m}}{d\alpha} &= \sqrt{3} \cdot \cos(\alpha + 30^\circ) - 0,928 \cdot \sin 2 \cdot (\alpha + 30^\circ) = \cos(\alpha + 30^\circ) \cdot \\ &\cdot [\sqrt{3} - 1,856 \cdot \sin(\alpha + 30^\circ)] = 0. \end{aligned}$$

Отсюда $\alpha = 60^\circ$ (середина МКИ),

$$\bar{m}(60^\circ) = \bar{m}_{\min} = 1,268,$$

$$\alpha_m \approx 38,9^\circ, \quad \bar{m}_{\max} = 1,272,$$

$$\mu = \frac{1,272 - 1,268}{1,272 + 1,268} \cdot 100 = 0,154 \%$$

Для БДПТ с четырехсекционной ЯО, действуя аналогично, получим

$$K = 0,628, \quad \bar{m}_{\min} = 1,786,$$

$$\bar{m} = 2,414 \cdot \sin(\alpha + 45^\circ) - 0,628 \cdot \sin 2\alpha, \quad \alpha_m \approx 29^\circ, \quad \bar{m}_{\max} = 1,788, \quad \mu = 0,056\%.$$

Ввиду малости пульсации момента для БДПТ с различными ЯО нет необходимости выполнять БДПТ

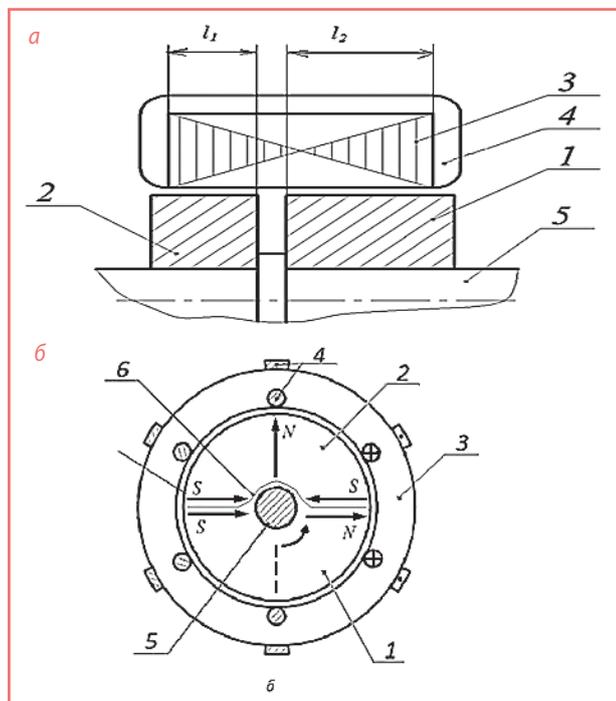


Рис. 2. Продольное (а) и поперечное (б) сечения электромеханической части БДПТ с трехсекционной ЯО

Теперь рассмотрим моментные БДПТ с двумя цилиндрическими индукторами, числа полюсов которых отличаются в два раза. На рис. 2 изображены продольное и поперечное сечения электромеханической части БДПТ с трехсекционной ЯО.

Электромеханическая часть БДПТ состоит из основного цилиндрического индуктора, дополнительного цилиндрического индуктора 2 с удвоенным числом полюсов, якоря 3, содержащего магнитопровод и тороидальную ЯО из катушек 4, и вала 5. Здесь основной

с четырехсекционной ЯО. Достаточно выполнить БДПТ с трехсекционной ЯО и двумя цилиндрическими индукторами.

Выводы

В результате рассмотрения четырех вариантов моментных БДПТ с двухполярной коммутацией ЯО по положению ротора, отличающихся конструкцией индуктора и числом секций ЯО, установлено, что удельные моменты у БДПТ с трехсекционной и четырехсекционной ЯО примерно одинаковы. Пульсация электромагнитного момента у БДПТ с составным индуктором и несимметричной четырехсекционной ЯО не превышает 2%, а у БДПТ с двумя цилиндрическими индукторами и симметричной трехсекционной ЯО не превышает 1%, что значительно меньше, чем у известных моментных БДПТ (3,5–4%). Поэтому такие БДПТ могут найти применение.

Литература

1. Балагуров В.А., Гридин В.М., Лозенко В.К. Бесконтактные двигатели постоянного тока с постоянными магнитами. – М.: Энергия, 1975. – 128 с.
2. Овчинников И.Е., Лебедев Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока. – Л.: Наука, 1979. – 270 с.
3. Столов Л.И., Афанасьев А.Ю. Моментные двигатели постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 223 с.
4. Осин И.Л., Юферов Ф.М. Электрические машины автоматических устройств: учебное пособие для вузов. – М.: Издательство МЭИ, 2003. – 424 с.
5. Баранов М.В., Бродовский В.Н., Зимин А.В., Каржавов Б.Н. Электрические следящие приводы с моментным управлением исполнительными двигателями. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. – 240 с.
6. Гридин В.М. Электромагнитные характеристики моментных бесконтактных двигателей постоянного тока. – Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана, серия «Машиностроение», 2011, № 2, с. 75–86.
7. Гридин В.М. Бесконтактные тахогенератор и моментный двигатель постоянного тока с двумя индукторами и однополупериодной коммутацией. – Инженерный вестник, 2015, № 11, с. 14.
8. Гридин В.М. Бесконтактный моментный двигатель постоянного тока с двухсекционной обмоткой. – Электро, 2016, № 3, с. 39–42.
9. Гридин В.М. Способы уменьшения пульсации момента и выходного напряжения бесконтактных моментных двигателей и тахогенераторов постоянного тока. – Электричество, 2016, № 4, с. 56–61.
10. Гридин В.М. Вентильный электродвигатель. Авторское свидетельство на изобретение № 1270846. Открытия. Изобретения. 1986, № 42.

Гридин Владимир Михайлович

Родился в 1940 году. В 1963 году окончил Московский энергетический институт (МЭИ) по специальности «Авиационное электрооборудование». Кандидат технических наук, доцент. В 1979 году защитил диссертацию по теме «Исследование и расчет трехфазных бесконтактных двигателей постоянного тока с однополупериодной коммутацией». Опыт работы – 53 года. В настоящее время работает доцентом кафедры «Электротехника и промышленная электроника» Московского государственного технического университета (МГТУ) им. Н.Э. Баумана. Автор 60 печатных научных трудов, в том числе 1 монографии, 16 авторских свидетельств на изобретение.

Gridin Vladimir

Was born in 1940. In 1963 he graduated from Moscow National Research University «MPEI» with specialization in «Airborne electrical equipment». He is candidate of technical sciences, associate professor. In 1979 he defended the thesis, the topic of thesis is «Research and calculation of three-phase DC contactless motors with half-wave commutation». He has 53 years of work experience. At present he works as associate professor of «Electric engineering and industrial electronics» department of Moscow State Technical University. He has 60 published scientific papers, including 1 monograph, 16 inventors' certificate.

Электрофизические параметры GaAs-диодных $p-i-n$ -структур

// Electrophysical parameters of GaAs-diodes $p-i-n$ -structures //

Сурайкин А.И., к. т. н.,

Суменков А.Н.,

Мордовский национальный исследовательский университет
имени Н.П. Огарёва, г. Саранск

В статье представлены результаты исследования динамических характеристик нового класса полупроводниковых приборов – быстродействующих высоковольтных мезаэпитаксиальных GaAs-диодов, предназначенных для широкого применения в преобразовательной технике и импульсных устройствах. Приводятся данные измерений времени восстановления обратного сопротивления и значения электрофизических параметров.

Ключевые слова: арсенид галлия, $p-i-n$ -диод, мезаэпитаксиальная структура, время восстановления обратного сопротивления, время жизни неосновных носителей заряда.

Из многих направлений развития современной электронной компонентной базы (ЭКБ) можно отметить относительно новое – высоковольтные быстродействующие переключающие диоды на основе многослойных GaAs-мезаэпитаксиальных $p-i-n$ -структур, изготовленных комбинацией процессов жидкофазной (ЖФЭ) и газофазной (ГФЭ) эпитаксии [1]. Эти диоды предназначены для широкого применения в преобразовательной и импульсной электронной технике. Достоинства GaAs $p-i-n$ -диодов можно кратко сформулировать так: высокая скорость переключения; высокая рабочая температура; высокая радиационная стойкость; минимизированная емкость; малый заряд обратного восстановления; высокие частоты коммутации; высокая динамическая устойчивость; слабая зависимость заряда восстановления и обратного тока восстановления от температуры [2].

Как за рубежом, так и на ряде российских предприятий имеются технологии

The article provides results of research dynamic characteristics new type semiconductor devices – high-speed, high-voltage, mesaepitaxial GaAs-diodes for a consumer application in rectifier technique and pulse equipments. Provides reverse recovery time features and values of electrophysical parameters.

Keywords: gallium arsenide, $p-i-n$ -diode, mesaepitaxial structure, reverse recovery time, lifetime of minority carriers.

производства многослойных эпитаксиальных GaAs-структур. Разработка мезаэпитаксиальных $p-i-n$ -диодов на основе таких структур, идентификация их важнейших параметров с целью определения диапазона применения таких диодов в электронной технике являются не просто актуальными, но и перспективными задачами [3]. Кроме этого, для физико-технологического моделирования мезаэпитаксиальных диодных $p-i-n$ -структур необходима идентификация ряда электрофизических параметров, таких как подвижность носителей заряда, время жизни неосновных носителей заряда, коэффициент диффузии и диффузионная длина неосновных носителей заряда. Идентификация данных параметров является непростой задачей, так как в $p-i-n$ -структурах электрофизические параметры имеют свою специфику.

Постановка задачи

Для быстродействующих GaAs $p-i-n$ -диодов одним из основных динамических параметров является время

восстановления обратного сопротивления (время обратного восстановления) t_{RR} . Этот параметр представляет собой интервал времени, необходимый для восстановления высокого обратного сопротивления при переключении диода из режима прямого смещения с заданным прямым током в режим отсечки с заданным обратным напряжением. Время восстановления t_{RR} быстродействующих GaAs $p-i-n$ -диодов, как и обычных диодов с $p-n$ -переходом, состоит из двух фаз: фазы t_1 , когда инжектированные носители заряда экстрагируются из i -слоя, и фазы t_2 , когда i -слой практически полностью освобождается от подвижных носителей заряда, и устанавливается равновесие между приложенным обратным напряжением и шириной области пространственного заряда [4]. Используя взаимосвязь вышеуказанных фаз t_1 и t_2 восстановления диодов с временем жизни подвижных носителей заряда, можно рассчитать время жизни неравновесных носителей заряда. Специфика заключается в том, что в $p-i-n$ -структурах, где имеется инжекция электронов и дырок в высокоомный i -слой, практически невозможно определить раздельно время жизни электронов и дырок. Можно говорить лишь о некотором среднем времени жизни подвижных носителей заряда, вклад в которое вносят и электроны, и дырки. Это касается и ряда других электрофизических параметров, таких как коэффициент диффузии носителей заряда, подвижность носителей заряда (амбиполярная подвижность), коэффициент диффузии носителей заряда (амбиполярный коэффициент диффузии) [5].

Измерение характеристики восстановления обратного сопротивления GaAs $p-i-n$ -диодов проводилось в соответствии с ГОСТ 18986.8-73, по схеме измерения, представленной на рис. 1, с применением генератора импульсов AVR-EB4-B производства фирмы AVTECH.

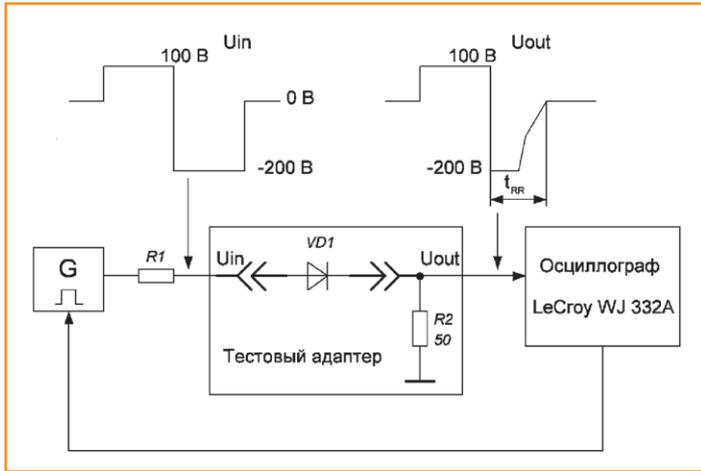


Рис. 1. Схема установки измерения времени обратного восстановления полупроводниковых диодов с применением генератора AVR-EB4-B (G)

Теория

Структура эпитаксиального кристалла высоковольтного $GaAs$ $p-i-n$ -диода типа АД6108Б представлена на рис. 2 (размер кристалла 3,4 x 3,4 мм).

Основой создания быстродействующих высоковольтных диодов является многоэпитаксиальная $GaAs$ -структура $p^+-p-i-n-n^+$ -типа или ее модификации, полученные методом ЖФЭ.

Высокоомная внутренняя i -область $p-i-n$ -диода имеет обычно толщину от единиц до сотен микрометров, а концентрация носителей заряда в ней составляет примерно 10^{13} см⁻³. Если источник внешнего постоянного напряжения подключить положительным электродом к аноду диодной структуры (p^+ -слою), а отрицательным – к катоду (n^+ -слою), то в i -слое будет увеличиваться концентрация электронов и дырок из-за инжекции дырок из p^+ -области, инжекции электронов из n^+ -области и их аккумуляции в i -слое. При этом концентрация инжектированных носителей будет составлять от 10^{16} до 10^{17} см⁻³. Через структуру будет протекать постоянный ток I_F прямого направления. При обратном смещении количество носителей в i -слое будет падать относительно начального значения (10^{13} см⁻³) примерно на порядок. Таким образом, количество носителей в i -слое при переходе от режима прямого тока (прямого смещения) к режиму обратного смещения меняется на четыре порядка. Примерно так же меняется и проводимость i -слоя.

На основании характеристики восстановления обратного сопротивления можно сделать вывод, что на интервале времени $0 < t < t_1$ напряжение U_R , а ток примерно равен $I_R \approx U_R/R$. То есть

на этом интервале ток не меняется, и мы имеем дело с фазой постоянного тока. По мере приближения к временной отсечке t_1 концентрация носителей заряда уменьшается, стремится к нулю. Но здесь следует отметить, что поскольку в $GaAs$ подвижность электронов более чем в тридцать раз превышает подвижность дырок, то к моменту времени t_1 концентрация электронов все же будет меньше по сравнению с концентрацией дырок. Времена t_1 и t_2 связаны с временем жизни носителей заряда трансцендентными уравнениями Кингстона [4]

$$\operatorname{erf} \sqrt{\frac{t_1}{\tau}} = \frac{1}{1 + \frac{I_R}{I_F}}, \quad (1)$$

$$\operatorname{erf} \sqrt{\frac{t_2}{\tau}} + \frac{\exp\left(-\frac{t_2}{\tau}\right)}{\sqrt{\pi \cdot \frac{t_2}{\tau}}} = 1 + 0,1 \cdot \left(\frac{I_R}{I_F}\right), \quad (2)$$

где τ – время жизни носителей заряда в i -слое;

I_R – величина обратного тока;

I_F – величина прямого тока;

$\operatorname{erf} \sqrt{\frac{t}{\tau}}$ – функция ошибок Гаусса.

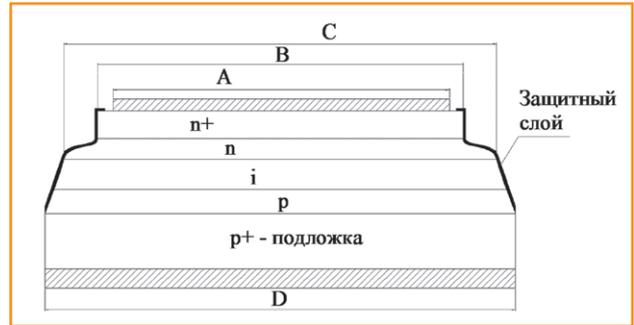


Рис. 2. Структура мезаэпитаксиального кристалла $GaAs$ $p-i-n$ -диода (A – катод, B – n^+ , C – $p-i-n$ -область, D – анод)

Результаты исследования $GaAs$ -диодов

Измеренные значения времени обратного восстановления диодов и отношение обратного тока к прямому току диодов типа АД6108Б представлены в таблице 1.

Как можно увидеть, среднее значение времени обратного восстановления в исследуемой группе диодов АД6108Б $\langle t_{RR} \rangle = 53,9$ нс.

Анализ измеренных значений времени обратного восстановления t_{RR} исследуемой группы диодов АД6108Б (таблица 1) показывает, что данная величина (среднее значение – 53,9 нс) может быть использована для расчета электрофизических параметров диодной $p-i-n$ -структуры, например, такого параметра, как время жизни носителей заряда. Для расчета времени жизни носителей заряда характеристика обратного восстановления разбивается на два участка – t_1 и t_2 (рис. 3).

Для нахождения времени жизни подвижных носителей заряда в i -слое необходимо решить трансцендентное уравнение (1) относительно τ . Для этого перепишем его в следующем виде:

$$y(\tau) = 1 - \left(1 + \frac{I_R}{I_F}\right) \operatorname{erf} \sqrt{\frac{t_1}{\tau}}. \quad (3)$$

Таблица 1. Время обратного восстановления диодов АД6108Б

Номер диода	Параметры обратного восстановления диодов			
	t_{RR} , нс	t_1 , нс	t_2 , нс	I_R/I_F
1	51,2	39,4	11,8	1
2	53,2	41	12,2	1
3	56,0	44	12	1
4	56,4	44	12,4	1
5	53,2	41	12,2	1
6	57,2	49,0	8,2	1
7	53,2	45,0	8,2	1
8	50,8	39	11,8	1
Среднее значение	53,9	42,8	11,1	1

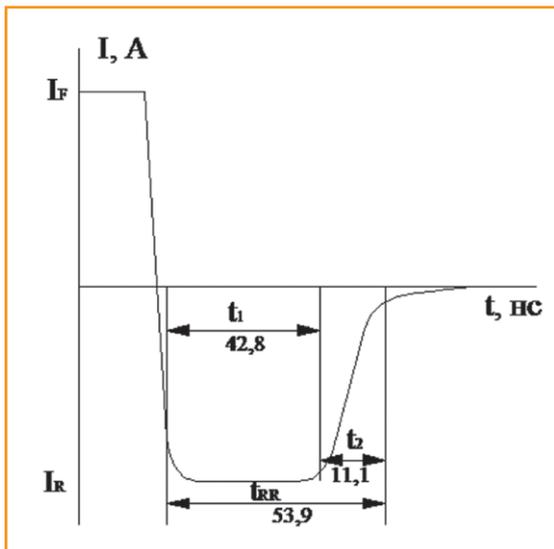


Рис. 3. Характеристика среднего времени обратного восстановления GaAs p-i-n-диодов с фазами восстановления t_1 и t_2

При таком решении уравнения (1) точка прохождения функции y через ноль отсечет на оси абсцисс величину времени жизни носителей заряда (при заданном значении отношения $I_R/I_F = 1$). Функция $y(\tau)$ представлена на рис. 4.

Полученную величину времени жизни неравновесных носителей заряда $\tau \approx 188$ нс следует рассматривать как эффективное (суммарное) время жизни носителей заряда – электронов и дырок. Эффективное время жизни неравновесных носителей заряда τ позволяет вычислить амбиполярную диффузионную длину неравновесных носителей заряда в i -слое p-i-n-диода, например, при $T = 300$ К

$$L = \sqrt{D \cdot \tau}, \quad (4)$$

где D – амбиполярный коэффициент диффузии неравновесных носителей заряда.

В соответствии с соотношением Эйнштейна

$$D = \varphi_T \cdot \mu_{eff}, \quad (5)$$

где $\varphi_T = 0,026$ В – тепловой потенциал при $T = 300$ К, $\mu_{eff} = 3500$ см²/В·с – амбиполярная подвижность неравновесных носителей заряда (на основании измерений ЭДС Холла диодных GaAs p-i-n-структур).

В соответствии с (5) получим значение амбиполярного коэффициента диффузии неравновесных носителей

заряда $D = 91$ см²/с. Зная данную величину, в соответствии с (4) вычислим амбиполярную диффузионную длину неравновесных носителей заряда $L = 413,6 \cdot 10^{-5}$ см ≈ 41 мкм.

Для решения уравнения (2) относительно τ перепишем его в следующем виде:

$$y(\tau) = 1 - \operatorname{erf} \sqrt{\frac{t_2}{\tau}} - \frac{\exp\left(-\frac{t_2}{\tau}\right)}{\sqrt{\pi \cdot \frac{t_2}{\tau}}} + 0,1 \cdot \left(\frac{I_R}{I_F}\right). \quad (6)$$

При таком подходе решение уравнения (6) будет также находиться в точке прохождения функции $y(\tau)$ через ноль. При этом на оси абсцисс будет зафиксирована величина времени жизни

носителей заряда (при заданном значении отношения $I_R/I_F = 1$). Функция $y(\tau)$ представлена на рис. 5.

Полученная величина времени жизни неравновесных носителей заряда $\tau \approx 16$ нс оказывается на целый порядок меньше, чем в случае расчета времени жизни неосновных носителей заряда, рассчитанного относительно интервала времени t_1 . Такое различие наблюдается только в случае p-i-n-структур [5]. Это связано с тем, что по окончании интервала времени t_1 высокоомный i -слой практически полностью освобождается от неравновесных носителей заряда, и затем в течение интервала времени t_2 неравновесные носители заряда находятся в соседних с i -слоем более легированных p- и n-областях, где время жизни неравновесных носителей заряда всегда меньше.

Таким образом, при расчете времени жизни неравновесных носителей заряда на интервале времени t_2 мы получили величину (16 нс), относящуюся не к i -слою, а к p- и n-областям. Это значение можно рассматривать как среднее время жизни неравновесных носителей заряда в p- и n-областях. Но принимая во внимание то обстоятельство, что время жизни дырок всегда меньше, чем электронов, а ток через p-i-n-диод на интервале t_2 лимитирован носителями с большим временем жизни, вычисленное значение времени жизни можно в первом приближении соотнести с временем жизни неравновесных электронов в катодной n-области: $\tau_n \approx 16$ нс.

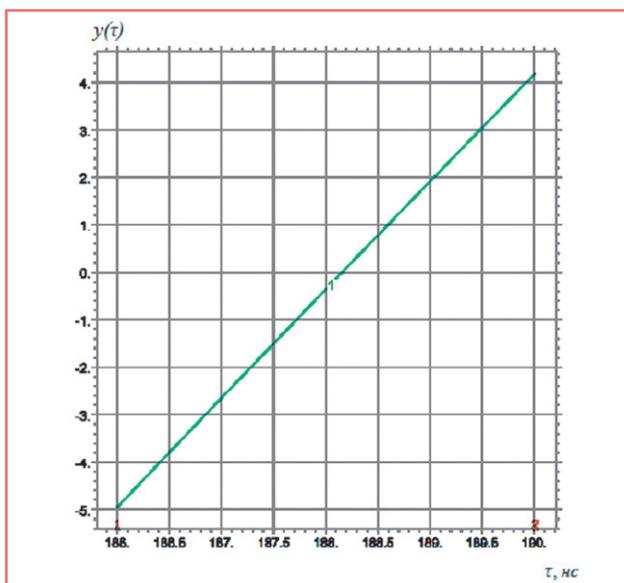


Рис. 4. Графическое решение трансцендентного уравнения (1) в виде (3): значение функции $y(\tau) = 0$ соответствует $\tau = 188,2$ нс

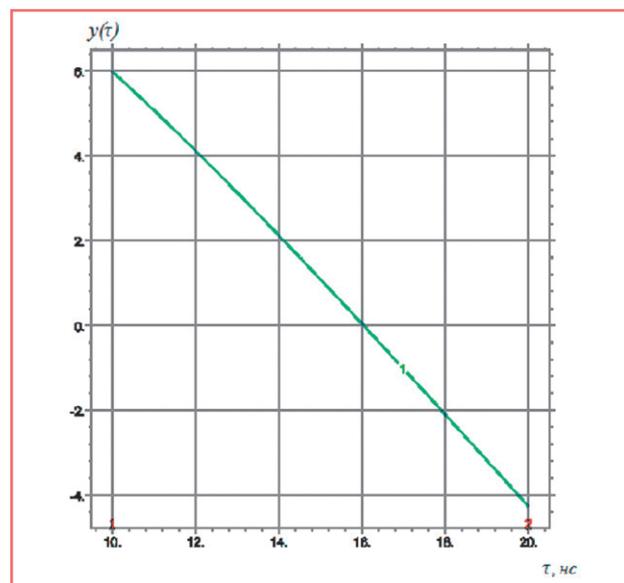


Рис. 5. Графическое решение трансцендентного уравнения (6): значение функции $y(\tau) = 0$ соответствует $\tau = 16$ нс

Таблица 2. Электрофизические параметры неравновесных носителей заряда в *i*-слое диодов АД6108Б при $T = 300\text{ К}$

Параметр	$t_{RR}, \text{нс}$	$\tau, \text{нс}$	$D, \text{см}^2/\text{с}$	$L, \text{мкм}$
Среднее значение	53,9	188	91	41

Рассчитанные средние значения электрофизических параметров неравновесных носителей заряда в *i*-слое GaAs *p-i-n*-диодов типа АД6108Б представлены в таблице 2.

Выводы

В ходе работы проведено измерение характеристики восстановления обратного сопротивления быстродействующих GaAs *p-i-n*-диодов типа АД6108Б, подвижности неравновесных носителей заряда и выполнен расчет таких электрофизических параметров, как эффективное время жизни неравновесных носителей заряда, амбиполярный коэффициент диффузии неравновесных носителей заряда, амбиполярная диффузионная длина неравновесных носителей заряда.

Знание вышеуказанных параметров и возможность их определения в текущем производстве быстродействующих GaAs *p-i-n*-диодов позволяют управлять технологией их изготовления, а также проводить оптимизацию конструктивно-топологических параметров с помощью компьютерных программ физико-технологического моделирования.

Литература

1. Арсенид галлия. Получение, свойства, применение / Под ред. Кесаманлы Ф.П., Наследова Д.Н. – М.: Наука, 1973. – С. 36–47.

2. Сурайкин А.И. Быстродействующие высоковольтные GaAs-диоды для преобразовательной техники и импульсных // Электроника и электрооборудование транспорта. № 2, 2015. – С. 35–37.

3. Сурайкин А.И., Федотов Е.Н. Быстродействующие, высоковольтные GaAs диоды для силовой электроники // Электронное периодическое издание «Огарев-online», Технические науки, вып. 22. Режим доступа: http://appmath.mrsu.ru/ogarev_online.

4. S.M. Sze, Kwok K. Ng. Physics of Semiconductor Devices, John Wiley and sons, Inc. 2007. P. 114–117.

5. Уотсон Г. СВЧ-полупроводниковые приборы и их применение / Под ред. Г. Уотсона. – М.: Мир, 1972. – С. 304–334.

Сурайкин Александр Иванович

Родился в 1963 году. В 1985 году окончил Мордовский государственный университет имени Н.П. Огарёва по специальности «Полупроводники и диэлектрики». Кандидат технических наук. В 1998 году защитил диссертацию по теме «СБИС видеопроцессора для приемников телевизионных сигналов». Опыт работы – 31 год. В настоящее время работает начальником КБ разработки структур и изделий ОКБ АО «Орбита», доцентом кафедры электроники и нанoeлектроники Мордовского государственного университета имени Н.П. Огарёва. Имеет 58 научных трудов, 8 патентов, из них 4 сви-

детельства об официальной регистрации топологий ИМС.

Суменков Александр Николаевич

Родился в 1994 году. В 2015 году окончил Мордовский государственный университет имени Н.П. Огарёва по специальности «Электроника и нанoeлектроника». В настоящее время является магистрантом Национального исследовательского Мордовского государственного университета имени Н.П. Огарёва. Имеет 2 научных труда.

Suraikin Alexander

Was born in 1963. In 1985 he graduated from Mordovskiy State University named after N.P. Ogarev with specialization in «Semiconductors and dielectrics». He is a candidate of Engineering Sciences. In 1998 he defended a thesis on the subject «VLCI of video-processor for receiving devices of TV signals». His work experience is 31 years. At present he works as a head of Development of structures and products design bureau of «Orbita» experimental design bureau, associate professor at the electronics and nanoelectronics department in Mordovskiy State University named after N.P. Ogarev. He has 58 scientific publications, 8 patents including 4 certificates about official registration of IC topology.

Sumenkov Alexander

Was born in 1994. In 2015 graduated from Mordovskiy State University named after N.P. Ogarev with specialization in «Electronics and nanoelectronics». At present is master's degree student at Mordovskiy State University named after N.P. Ogarev. He has 2 scientific works.

Датчики бортовых устройств регистрации

// Sensors of onboard devices of registration //

Попов Ю.В., д.т. н.,
Фомин А.Г.,
Научно-исследовательский центр
Центрального научно-исследовательского института ВВС МО,
г. Люберцы

В статье рассмотрены датчики, которые используются для регистрации параметров полета бортовыми устройствами регистрации. Качество регистрации параметров полета определяется характеристиками датчиков. Рассмотрены факторы, влияющие на процесс измерения параметров полета. Определены основные метрологические характеристики датчиков, которые используются для измерения параметров полета.

Ключевые слова: датчики, бортовое устройство регистрации, метрологические характеристики, факторы.

*In article, sensors that are used for registration of parameters of flight by onboard devices of registration are considered. Quality of registration of parameters of flight are defined by characteristics of sensors. Factors that influence process of measurement of parameters of flight are considered. The main metrological characteristics of sensors that are used for measurement of parameters of flight are defined. **Keywords:** sensors, onboard device of registration, metrological characteristics, factors.*

Современные воздушные суда (ВС) немислимы без получения количественной и качественной информации о тех или иных процессах по управлению, работоспособности систем, агрегатов и двигателей. Измерение – единственный способ получения количественной информации о состоянии ВС. Современные бортовые устройства регистрации (БУР), которые устанавливаются на борту ВС, располагают средствами измерения и регистрации нескольких сот различных параметров полета и работоспособности авиационной техники.

Любое измерение начинается с восприятия измеряемых величин и формирования измерительного сигнала, который затем подвергается необходимым преобразованиям и регистрации. Большая часть параметров, которые регистрируют БУР, являются неэлектрическими величинами. Параметры неэлектрических величин в процессе регистрации преобразуются в электрические величины. Для осуществления подобных преобразований широко применяются различные первичные

измерительные преобразователи – датчики.

Датчики – измерительный преобразователь, на который непосредственно воздействует измеряемая физическая величина, то есть первый преобразователь в измерительной цепи регистрации.

Одной из основных частей датчика является чувствительный элемент – часть измерительного преобразователя в измерительной цепи, воспринимающая входную величину [1].

В чувствительном элементе с помощью определенного физического эффекта входная величина преобразуется в сигнал, поступающий в последующую измерительную цепь БУР для регистрации значения параметра.

Датчик выдает измерительный сигнал, в котором содержится количественная информация об измеряемой физической величине в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения, но он не поддается непосредственному восприятию наблюдателем.

Характеристики датчиков

Датчики во многом определяют качество средств измерений, и знание их характеристик является весьма важным при их разработке и использовании.

Основные характеристики датчика определяются в нормальных условиях, то есть при регламентированных параметрах окружающей среды. Датчик, установленный на ВС, чувствителен не только к физической величине, подлежащей или подвергаемой измерению, но и к другим величинам той или другой размерности и даже другой физической природы, которые могут воздействовать на датчик во время измерения или до него. Величины, которые не должны измеряться датчиком, но проявляются в его выходном сигнале и вносят дополнительную погрешность, называются влияющими (применяют также термин «влияющие факторы»).

БУР самых общих позиций можно представить в виде датчика D и блока обработки измерительного сигнала V (рис. 1).

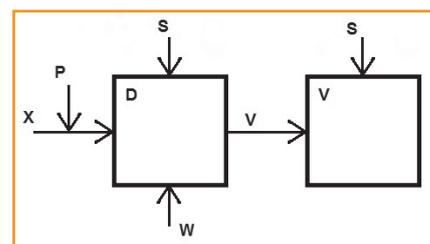


Рис. 1. Структурная схема БУР

Подробный анализ такой структурной схемы позволяет определить величины, воздействующие на измерительное устройство. Воздействующие величины можно разделить на несколько отдельных групп. При этом на датчик D воздействует измеряемая величина $X = \{x_1, x_2, \dots, x_m\}$, паразитная нагрузка P , параметры внешней среды S , влияющие на процесс измерения, и случайный разброс измеряемой величины W , а на блок обработки измерительного

сигнала – промежуточный измерительный сигнал и совокупности влияющих параметров S_v . Все перечисленные величины, кроме измерительных сигналов X и W , будем рассматривать в виде n -мерных векторов, что в первом приближении достаточно строго в математическом смысле и упрощает последующий анализ. В самом общем случае измеряемую величину можно рассматривать как случайную, характеризующуюся определенным запасом распределения (эффект разброса величин, характеризуется вектором W). В статье [2] предложена методика определения разброса градуировочных характеристик.

Под паразитными нагрузками P понимаются принципиально адекватные измеряемой величине X физические величины, искажающие результат измерения. В качестве примера можно привести поперечные перемещения и вращательные движения при измерении перемещений, поперечные силы и моменты, действующие при измерении перегрузок. На рис. 2 показана схема установки датчика, предназначенного для регистрации аналогового параметра «Отклонения элерона правого внутреннего».

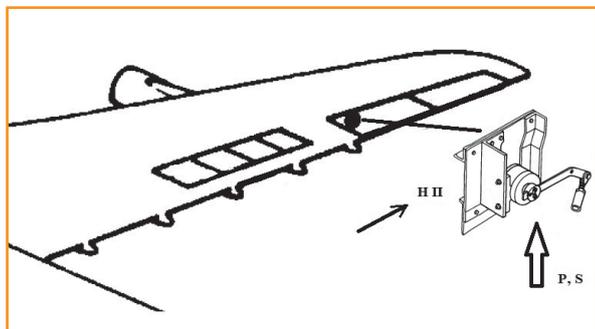


Рис. 2. Схема установки датчика

Влияние данных эффектов может заметно сказываться на результатах измерений, в связи с чем в подавляющем большинстве случаев необходимо применять специальные меры непосредственно на ВС или при обработке на наземных устройствах обработки.

Различные влияющие факторы (вектор S) представляют собой совокупность в общем случае немеханических величин (температура, влажность), влияющих на параметры измерительного устройства. Сюда же можно отнести все механические величины, которые при воздействии на датчик вызывают изменения его выходного сигнала, не являясь полезной входной величиной

(например, воздействие вибраций на измерительные преобразователи давления). Интенсивность воздействия таких факторов на датчик зависит от типа ВС, его летно-технических характеристик и места установки датчика на ВС (см. рис. 2). Различные влияющие величины представляют собой основные источники погрешностей измерений датчиков. При этом, очевидно, компоненты вектора S идентичны отклонениям влияющих величин от произвольного исходного состояния, за которое чаще всего принимаются нормальные условия, то есть при нормальных условиях влияние вектора S на результат измерений условно принимается пренебрежимо малым.

Учитывая введенные выше понятия воздействующих векторов

$$W = (w_1, w_2, \dots, w_k),$$

$$P = (p_1, p_2, \dots, p_l),$$

$$S = (s_1, s_2, \dots, s_d),$$

датчик можно описать оператором вида

$$U = \varphi(x, W, P, S) = \varphi(x, H), \quad (1)$$

где H – результирующий воздействующий фактор,

$$H = (h_1, h_2, \dots, h_{k-l-d}) = (w_1, \dots, w_k, p_1, \dots, p_l, s_1, \dots, s_d).$$

Выражение (1) описывает датчик при любых условиях эксплуатации, поэтому с достаточной степенью достоверности может использоваться для анализа метрологических характеристик любого датчика.

Метрологические характеристики датчика определяются его кон-

структивно-технологическими особенностями, стабильностью свойств примененных в нем материалов, особенностями процессов взаимодействия датчика с измеряемым объектом. Свойства датчика определяются в первую очередь тем, как он воспринимает и воспроизводит в измерительном сигнале на выходе подлежащую измерению величину.

Метрологические характеристики датчиков

Рассмотрим основные метрологические характеристики датчиков.

1. Погрешность измерений

Метрологические характеристики определяют характер и величины

погрешностей измерения датчика. Параметры датчика в реальных условиях эксплуатации (x, H) можно определить путем разложения выражения (1) в ряд в окрестности рабочей точки ($x, 0$):

$$U = \varphi(x) + h \frac{\partial \varphi(x)}{\partial h} + \frac{1}{2!} h^2 \frac{\partial^2 \varphi(x)}{\partial h^2} + \frac{1}{3!} h^3 \frac{\partial^3 \varphi(x)}{\partial h^3} + \dots \quad (2)$$

При более глубоком анализе равенства (2) очевидно, что члены ряда, за исключением $\varphi(x)$, можно разделить на две группы. Первая из них содержит $\varphi'(x)h + \varphi''(x)h^2 + \varphi'''(x)h^3 \dots$

Здесь, помимо составляющих, зависящих от измеряемой величины x , содержатся только влияющие величины h , которые в совокупности и определяют составляющие погрешности, обусловленные внешними воздействиями. Ко второй группе относятся члены ряда, содержащие произведения вида $h_v h_m$ ($v \neq m$) и характеризующие, следовательно, составляющие погрешности измерений, обусловленные взаимодействием отдельных влияющих факторов. В подавляющем большинстве случаев влиянием данных членов ряда на суммарную погрешность можно пренебречь, так как они представляют собой величины высшего порядка малости по сравнению с членами первой группы. Данные соображения позволяют представить ряд (2) в виде

$$U = \varphi(x) + [\varphi(x, W) - \varphi(x)] + [\varphi(x, P) - \varphi(x)] + [\varphi(x, S) - \varphi(x)]. \quad (3)$$

Выражение (3) в более наглядной форме раскрывает процесс воздействия внешних влияющих факторов W, P, S на результат измерения $\varphi(x)$, который обеспечивается только при отсутствии внешних источников погрешностей.

Для простейшей интерпретации процесса измерения необходимо определить идеальную передаточную функцию измерительного устройства $U = \varphi_s(x)$. Тогда все отклонения от данной функции при нормальных условиях можно рассматривать как погрешность измерений, которая обусловлена собственной неидеальностью измерительного устройства БУР. Передаточная функция БУР линейна. Тогда выражение (3) можно представить в виде

$$U = \varphi_s(x) + [\varphi(x) - \varphi_s(x)] + [\varphi(x, W) - \varphi(x)] + [\varphi(x, P) - \varphi(x)] + [\varphi(x, S) - \varphi(x)].$$

Отсюда уже достаточно просто оценить суммарную приведенную погрешность регистратора по известной формуле

$$\Delta = \frac{1}{U_N} [\varphi(x) - \varphi_s(x)] + \frac{1}{U_N} [\varphi(x, W) - \varphi(x)] + \frac{1}{U_N} [\varphi(x, P) - \varphi(x)] + \frac{1}{U_N} [\varphi(x, S) - \varphi(x)] , \quad (4)$$

где U_N – нормальное значение измеренной величины.

В выражении (4) первое слагаемое представляет собой составляющую погрешности, обусловленную влиянием неидеальности измерительного устройства; второе слагаемое – составляющую погрешности, обусловленную эффектом рассеяния измеряемой величины; третье слагаемое характеризует дополнительную погрешность, обусловленную паразитными нагрузками; четвертое слагаемое определяет дополнительную погрешность, обусловленную воздействием внешних влияющих факторов. Таким образом, первый член уравнения (4) можно рассматривать как основную погрешность, а сумму остальных членов правой части выражения (4) – как дополнительную погрешность измерений.

Для уменьшения влияния основной погрешности первого члена уравнения (4) в эксплуатации проводится градуировка каналов регистрации. В результате получаются градуировочные характеристики каналов регистрации.

2. Градуировочная характеристика

Градуировочная характеристика – зависимость между значениями выход-

ной величины регистратора и входной величины датчика. Градуировка датчиков охватывает совокупность операций, позволяющих в графической и аналитической формах выразить соотношение между значением выходной величины регистратора и входной величины датчика. Градуировочные характеристики получают при статическом режиме работы БУР. Статический режим – это такой режим, при котором измеряемая величина не изменяется во времени. Такой режим работы возникает при градуировочных работах, которые проводятся при техническом обслуживании ВС. При проведении градуировочных работ получают зависимость входной X и выходной U величин датчика, которая описывается функцией преобразования [3]

$$U = \varphi(X),$$

где U – значения выходной величины; X – эталонные значения входной величины.

Достоверность результатов градуировки характеризуется воспроизводимостью результатов измерений. Градуировочные характеристики однотипных датчиков будут несколько отличаться друг от друга.

В паспорте датчика приводится некоторая средняя характеристика, называемая номинальной. Данная характеристика получена в лабораторных условиях и при приемо-сдаточных испытаниях.

Для контроля верности получения градуировочной характеристики и работоспособности датчиков используется обобщенная характеристика датчика, которая получена на объекте измерения. В качестве обобщенной

характеристики датчика данного типа принимается некоторый усредненный градуировочный график большой группы однотипных датчиков, которые регистрируют параметр на однотипных ВС.

Рассмотрим получение обобщенной функции преобразования для датчика перегрузки МП – 95^{+5}_2 , используемого для регистрации вертикальной перегрузки. В таблице 1 представлены обобщенные данные функций преобразования N датчиков.

Определим среднюю функцию преобразования датчика и доверительный интервал. Объем выборки составляет N . Среднее выборочное значение определяется по формуле

$$\bar{K} = \frac{\sum_{i=1}^N K_i}{N}.$$

Дисперсия вычисляется по формуле

$$S^2 = \frac{\sum_{i=1}^N (K_i^2 - \bar{K}^2)}{N - 1}.$$

Объем заданной выборки достаточно большой, поэтому можно использовать нормальное распределение. При нормальном распределении будем полагать, что $t_\gamma = t$, а $S = \sigma$. По заданной надежности $\gamma = 0,95$ найдем с помощью таблицы стандартного нормального распределения параметр t : $2\Phi(t) = \gamma = 0,95$. Доверительный интервал для среднего значения для каждой точки проверки определяется по формуле

$$\bar{K} - \frac{tS}{\sqrt{N}} < K < \bar{K} + \frac{tS}{\sqrt{N}}.$$

В таблице 2 представлены данные о среднем значении и значения доверительного интервала.

Таблица 1. Обобщенные данные функций преобразований датчика МП – 95^{+5}_2

Номер датчика \ Точка проверки	-2	-1	-0,5	0	0,5	1	2	3	4	5
1	19	47	62	77	92	107	140	170	199	229
2	14	45	60	76	93	108	141	173	205	235
3	12	39	57	74	92	110	145	180	214	241
4	18	48	64	80	96	112	145	176	208	240
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
100	13	44	58	74	88	104	134	164	194	223

Таблица 2. Средние значения и значения доверительных интервалов для точек проверки

Точка проверки	\bar{K}	$\bar{K} - \frac{tS}{\sqrt{N}}$	$\bar{K} + \frac{tS}{\sqrt{N}}$
-2	17,0625	15,3610	18,7640
-1	46,4375	44,8452	48,0298
-0,5	62,0625	60,2848	63,8402
0	77,1250	75,7372	78,5128
0,5	92,8750	91,1579	94,5921
1	108,6250	106,8219	110,4281
2	140,6875	138,2909	143,0841
3	171,8750	168,9185	174,8315
4	202,5000	198,8807	206,1193
5	232,1875	228,5462	235,8288

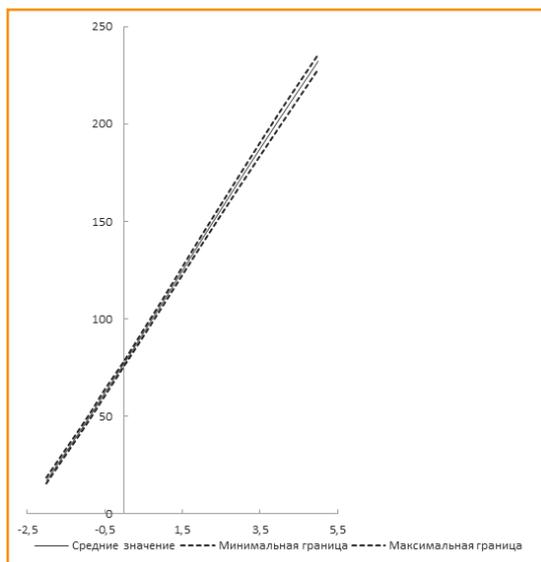


Рис. 3. Обобщенная градуировочная характеристика с границами доверительного интервала

Таким образом, доверительные интервалы покрывают средние значения в каждой точке проверки с надежностью $\gamma = 0,95$ при неизвестной дисперсии.

На рис. 3 представлены обобщенная градуировочная характеристика и графики границ доверительных интервалов.

Обобщенная градуировочная характеристика с доверительными границами позволяет контролировать исправность

работы датчика. Если при проверке полученная функция преобразования не выходит за границы доверительных интервалов, то датчик считается исправным. В противном случае датчик бракуется.

3. Пределы применимости датчиков

Это область применения, в которой обеспечивается номинальное измерение регистрируемых параметров. Область применения определяется динамическим диапазоном от порогового до максимального значения. В таблице 3 представлены области применения датчиков, которые используются для регистрации параметров на ВС.

Выводы

В статье выполнен анализ факторов, воздействующих на датчик при измерении параметров полета. Разработаны теоретические положения определения погрешностей от воздействия этих факторов. Предложена методика оценки работоспособности датчиков при проведении градуировочных работ.

Таблица 3. Датчики, используемые для регистрации параметров полета

Название	Обозначение	Область применения
Первичный измерительный преобразователь приборной скорости	ДАС, ДАС-2, ДАС-3	От 60 до 800 км/ч, от 200 до 1100 км/ч, от 200 до 1600 км/ч
Потенциометрический первичный преобразователь угловых перемещений теплостойкий	МУ-615А	$\pm 30^\circ$
Двухканальный потенциометрический первичный преобразователь угловых перемещений теплостойкий	МУ-616	$\pm 30^\circ$
Потенциометрический первичный измерительный преобразователь линейных ускорений	МП-95	От -1,5 до +1,5 г, от -2 до +5 г, от -3 до +10 г
Первичный измерительный преобразователь угловых скоростей	ДУСУ	От -30 до +30 град./с
Потенциометрический первичный измерительный преобразователь избыточного давления	ДДиП	От -0,1 до +0,85 кгс/см ²
Потенциометрический первичный измерительный преобразователь барометрической высоты	ДВ6П-13	От -250 до 13 000 м
Малогабаритный потенциометрический первичный измерительный преобразователь давления	ДМП-60А, ДМП-100А, ДМП-250А	От 0 до 60 кгс/см ² , от 0 до 100 кгс/см ² , от 0 до 250 кгс/см ²
Первичный измерительный преобразователь избыточного давления	ДМР-40	От 0 до 40 кгс/см ²
Малогабаритный потенциометрический первичный измерительный преобразователь давления температуростойкий	МДД-Те-220-780	От 220 до 780 мм рт. ст. абс.
Приемник температуры	П-5	От -60 до +150 °С
Измерительный комплекс давления	ИКД27ДФ-0,25	От 0 до 0,25 кгс/см ²
Первичный измерительный преобразователь высоты повышенной точности	ДВПТ-15	От 250 до 15 000 м

Литература

- ГОСТ Р 51086–97. Датчики и преобразователи физических величин электронные. Термины и определения. – М.: Госстандарт России. – 10 с.
- Попов Ю.В., Фомин А.Г. Датчики. Виды датчиков, используемые для регистрации состояния воздушного судна // Приборы. № 12, 2015. – С. 8–13.
- Датчики. Справочник / под ред. Готра З.Ю. – Львов: КАМЕНЯР, 1995. – 312 с.

Попов Юрий Васильевич

Родился в 1954 году. В 1977 году окончил Киевское высшее инженерное авиационное военное училище по специальности «Автоматическое, электро- и приборное оборудование пилотируемых летательных аппаратов», в 1987 году – Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова по специальности «Прикладная математика». Доктор технических наук, имеет научное звание старшего научного сотрудника. В 2005 году защитил диссертацию по теме «Теоретические и методические основы сохранности информации бортовых устройств регистрации при авиационных происшествиях». Опыт работы – 39 лет. В настоящее время работает старшим научным сотрудником в Научно-исследовательском институте (г. Люберцы) Центрального научно-исследовательского института ВВС МО. Имеет более 290 научных трудов, 15 авторских свидетельств и патентов.

Фомин Андрей Геннадьевич

Родился в 1978 году. В 2000 году окончил Иркутский ВАИИ, инженер-электрик по специальности «Авиационное оборудование». Опыт работы – 16 лет. В настоящее время работает старшим научным сотрудником в Научно-исследовательском институте (г. Люберцы) Центрального научно-исследовательского института ВВС МО. Имеет 18 научных трудов.

Popov Yuri

He was born in 1954. In 1977 he graduated from Kiev Higher Engineering Aviation Military School majoring in «Automatic, electrical and instrumental equipment of piloted aircraft» and in 1987 he graduated Moscow State University majoring in «Applied mathematics». He is Doctor of engineering, he has academic rank of Senior Researcher. In 2005 he defended the thesis, the topic of thesis is «Theoretical and methodical bases of information safety onboard devices of registration at aviation incidents». He has 39 years of work experience. At present he works as senior research associate at Research institute (Lyubertsy) Air Force Central research institute. He has more than 290 scientific papers, 15 certificates of authorship and patents.

Fomin Andrey

Was born in 1978. In 2000 he graduated from Irkutsk Military Aviation Engineering Institute with degree in «Aircraft equipment». He has 16 years of work experience. At present he works as Senior research associate at Research institute (Lyubertsy) of Air Force Central research institute. He has 18 scientific papers.

Исследование надежности датчика скорости автомобиля Lada Kalina в гарантийный период эксплуатации

// The reliability of the vehicle's electrical Lada Kalina during the warranty period of operation //

Денисов И.В., к.т. н.,
Смирнов А.А.,
ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых», г. Владимир

Статья содержит результаты исследования эксплуатационной надежности датчика скорости автомобиля Lada Kalina. Средняя наработка до отказа анализируемой детали составила 18,8 тыс. км. Проверка по критериям Пирсона и Романовского подтвердила гипотезу о принадлежности распределения случайной величины к закону Вейбулла. Более 50% отказавших датчиков имеют наработку до 15 тыс. км, что свидетельствует о высоком уровне дефектности изделий.

Ключевые слова: датчик скорости, надежность, Lada Kalina, гарантийный период.

The article contains the results of the study vehicle speed sensor operational reliability of Lada Kalina. Mean time to failure of the analyzed items amounted to 18,8 thousand km. Testing according to the criteria of Pearson and Romanovsky confirmed the hypothesis of the random variable belonging to a Weibull law. More than 50% failed sensors have an operating time of up to 15 thousand km, which indicates a high level of defective products.

Keywords: speed sensor, reliability, Lada Kalina, the warranty period.

Современные автотранспортные средства (АТС) отличаются высокой насыщенностью различными электронными системами и приборами, от надежной работы которых зависят как контроль технических параметров отдельных узлов и агрегатов, так и качество функционирования автомобиля в целом.

Долгое время для определения скорости движения в отечественных транспортных машинах использовались механические спидометры магнитоиндукционного типа. Однако на протяжении последних двух десятилетий наряду с вышеуказанными устройствами в конструкции автомобилей применяются цифровые спидометры, принцип действия которых основан на измерении электронным блоком управления (ЭБУ) получаемой от ключевого элемента – датчика скорости (ДС) – частоты импульсов, а также ее дальнейшем анализе и преобразовании в значение скорости движения АТС.

Также необходимо отметить, что от корректной работы ДС зависит информационное обеспечение электронных

блоков управления двигателем внутреннего сгорания (ДВС), электромеханическим усилителем рулевого управления (ЭМУ РУ) и др.

Ввиду особенностей конструкционного расположения и условий эксплуатации датчик скорости подвержен ряду негативных воздействий: вибрационному – со стороны элементов коробки переключения передач, химическому – в случае попадания трансмиссионного масла внутрь датчика, физическому – в случае попадания влаги на контакты устройства, абразивному – со стороны твердых механических частиц, содержащихся в масле коробки переключения передач.

Вышеуказанные факторы часто приводят к искажению сигнала, генерируемого ДС, или полной потере прибором работоспособного состояния, за счет чего возникают различные неисправности: искажение показаний или отказ спидометра и одометра, нарушение стабильности функционирования ДВС на холостом ходу, повышенный расход топлива. Особую опасность представляет

сбой в работе редукторного ЭМУ РУ – узла, непосредственно влияющего на безопасность дорожного движения. Например, в [4] отмечается, что данная неисправность усилителя может способствовать как самопроизвольному вращению рулевого колеса, так и полному заклиниванию рулевого механизма.

Результаты исследования надежности трансмиссии автомобиля Lada Kalina, представленные в работе [2], свидетельствуют о массовом отказе датчика скорости в результате дефекта. В связи с этим с целью установления показателей безотказности и долговечности ДС авторами настоящей статьи выполнен анализ первичной информации о наработках до отказа [3] с использованием аппарата математической статистики и методики [1]. Всего в массив данных попали 164 дефектных элемента. В таблице 1 представлены итоговые результаты исследования, включающие следующие показатели:

- границы интервалов $X_i \div X_k$, тыс. км;
- середины интервалов X_i , тыс. км;
- частоты попадания в интервал, m_i^* ;
- относительной величины частоты, W_i ;
- вероятности попадания в интервал, P_i ;
- теоретические частоты попадания в интервал, m_i ;
- квадраты отклонений, $\frac{(m_i^* - m_i)^2}{m_i}$;
- вероятности безотказной работы, $P(\bar{X}_i)$;
- вероятности отказа узла, $F(\bar{X}_i)$;
- плотности распределения вероятности, $f(\bar{X}_i)$;
- интенсивности отказов детали $\lambda(\bar{X}_i)$.

Минимальное значение выборки X_{min} составило 120 км, а максимальное $X_{max} = 49,6$ тыс. км. Расчетное значение шага интервала h равно 5891,8 км, для удобства дальнейших вычислений оно было округлено до 5,9 тыс. км. Нулевое

Таблица 1. Результаты исследования эксплуатационной надежности датчика скорости автомобиля Lada Kalina

Функция	Интервал								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$X_i \div X_k$	0÷5,9	5,9÷11,7	11,7÷17,6	17,6÷23,5	23,5÷29,4	29,4÷35,3	35,3÷41,2	41,2÷47,1	47,1÷53,0
\bar{X}_i	2,9	8,8	14,7	20,6	26,5	32,4	38,3	44,2	50,1
m_i^*	23	29	36	23	19	16	10	5	3
W_i	0,140	0,176	0,219	0,140	0,115	0,097	0,061	0,030	0,018
P_i	0,121	0,203	0,203	0,167	0,121	0,080	0,048	0,027	0,014
m_i	19,9	33,3	33,3	27,5	20	13,1	7,9	4,5	2,3
$\frac{(m_i^* - m_i)^2}{m_i}$	0,483	0,555	0,211	0,735	0,046	0,629	0,533	0,063	0,179
$P(\bar{X}_i)$	0,878	0,675	0,472	0,304	0,183	0,103	0,054	0,027	0,012
$F(\bar{X}_i)$	0,121	0,324	0,527	0,695	0,817	0,897	0,945	0,973	0,987
$f(\bar{X}_i) \cdot 10^{-5}$	2,22	3,49	3,5	2,85	2,06	1,35	0,81	0,45	0,23
$\lambda(\bar{X}_i) \cdot 10^{-4}$	0,25	0,52	0,74	0,93	1,12	1,31	1,49	1,67	1,85

значение интервала X_{0i} , определяемое по выражению $X_{0i} = X_{\min} - h/2$, составило $-2825,9$. Так как наработка на отказ узлов и агрегатов АТС не может быть отрицательной, то границы первого интервала были приняты в диапазоне $0 \div 5,9$ тыс. км.

Средний ресурс анализируемой детали составил $X_{cp} = 18,8$ тыс. км, коэффициент вариации $v = 0,62$. Параметр формы $n \approx 1,6$; параметр масштаба $\mu = 4,72 \cdot 10^{-5}$.

По данным строки 4 таблицы 1 построена гистограмма распределения значений наработок до отказа датчика скорости (рис. 1).

По характеру гистограммы выдвигаем гипотезу о принадлежности отказов изучаемых элементов к закону Вейбулла.

Так как расчетное значение критерия Пирсона составило $\chi^2 = 3,43$, а табличное, при числе степеней свободы $s = 6$ и уровне значимости $\alpha = 0,05$, $\chi^2_{\text{табл}} = 12,59$, то выполняется условие $\chi^2 < \chi^2_{\text{табл}}$. Расчетное значение критерия Романовского $K_p = -1,31$ меньше 3. Следовательно, гипотеза о принадлежности экспериментальных данных к закону распределения Вейбулла не отвергается.

Используя значения строк 3, 8, 9 таблицы 1, установим распределение вероятности отказа и безотказной работы датчика скорости по наработке (рис. 2).

По данным строк 10, 11 таблицы 1 построены номограммы плотности распределения отказов (рис. 3) и зависимости интенсивности отказов (рис. 4).

Выводы

По результатам исследования рассчитаны показатели надежности дат-

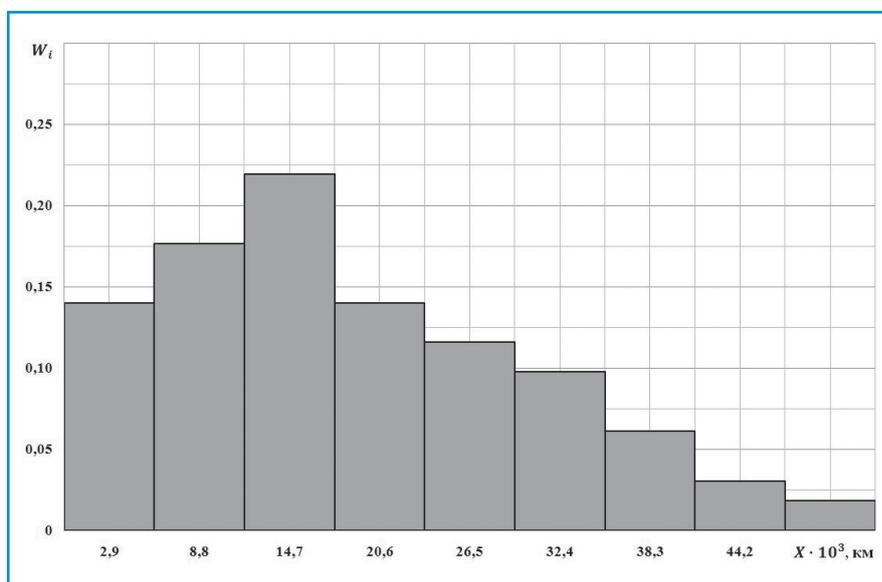


Рис. 1. Гистограмма распределения значений наработок до отказа датчика скорости автомобиля Lada Kalina

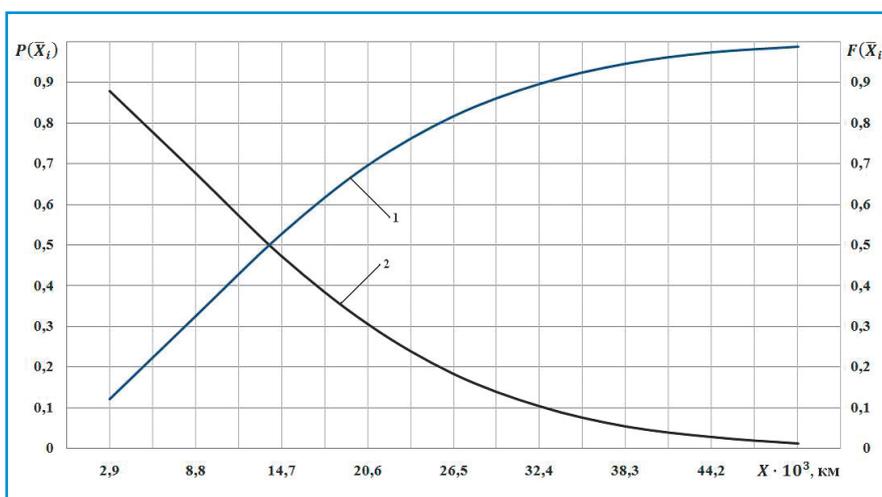


Рис. 2. График вероятности отказа (1) и вероятности исправной работы (2) датчика скорости автомобиля Lada Kalina

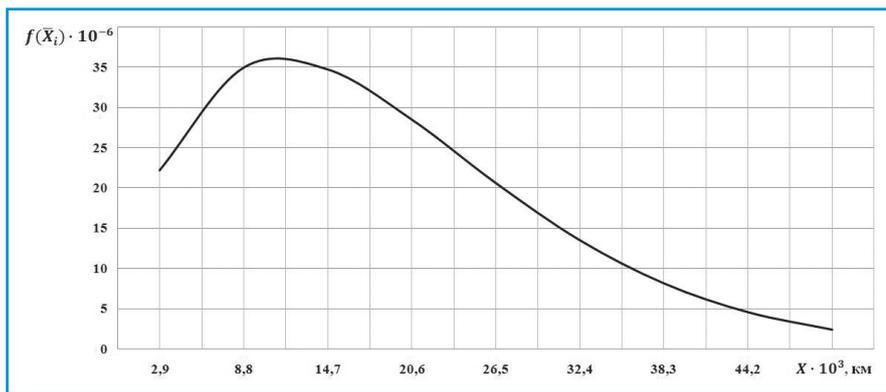


Рис. 3. Плотность распределения отказов датчика скорости автомобиля Lada Kalina

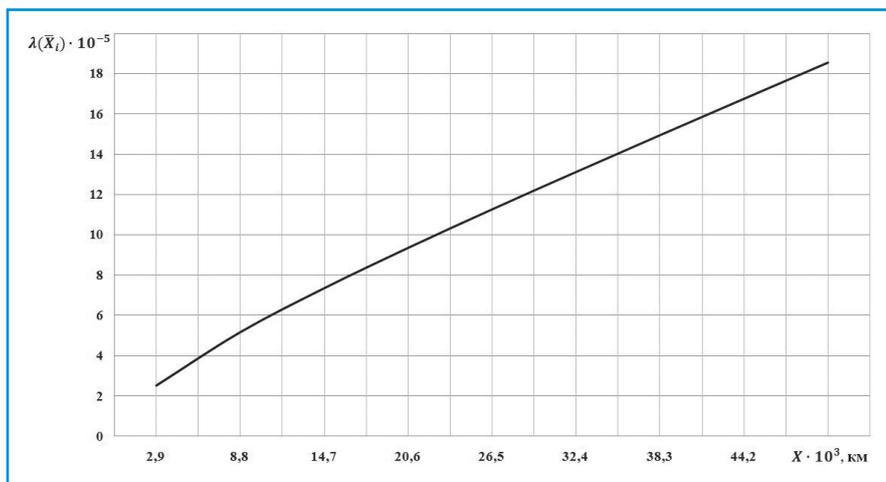


Рис. 4. Распределение интенсивности отказов датчика скорости автомобиля Lada Kalina по наработке

чика скорости автомобиля Lada Kalina и определен теоретический закон распределения наработок. Гипотеза о принадлежности опытных данных закону Вейбулла не отвергается, так как расчетные значения критерия согласия Пирсона удовлетворяют табличным значениям, а значение критерия Романовского меньше трех.

Средняя наработка до отказа анализируемой детали составила $X_{cp} = 18,8$ тыс. км, при этом более 50% отказавших датчиков имеют наработку до 15 тыс. км, что свидетельствует о высоком уровне дефектности изделий.

Литература

1. Баженов Ю.В. Основы теории надежности машин: учеб. пособие / Ю.В. Баженов. –

Владимир: Изд-во Владимирского государственного университета, 2006. – 160 с. – ISBN 5-89368-655-1.

2. Денисов И.В. Исследование надежности трансмиссии автомобиля Lada Kalina / И.В. Денисов, А.А. Смирнов // Транспортные системы Сибири. Развитие транспортной системы как катализатор роста экономики государства: сб. науч. тр.: в 2 ч. Ч. 2 / под общ. ред. В.В. Минина. – Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2016. – С. 443–448. – ISBN 978-5-7638-3458-1.

3. Денисов И.В. Надежность автомобилей в гарантийный период их эксплуатации / И.В. Денисов, А.А. Смирнов // Автомобильная промышленность, 2015. – № 11. – С. 1–4.

4. Емельянов В.В. Устройство для ускоренных испытаний на надежность электромеханического усилителя рулевого управления

автомобиля / В.В. Емельянов, В.И. Васильев // Вестник Курганского государственного университета. Серия «Технические науки». Выпуск 9. – 2014. – № 2 (33). – С. 75–76.

Денисов Илья Владимирович

Родился в 1982 году. В 2004 году окончил ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет» по специальности «Автомобили и автомобильное хозяйство». Кандидат технических наук. В 2007 году защитил диссертацию по теме «Разработка методики управления техническим состоянием рулевого управления переднеприводных автомобилей ВАЗ в условиях эксплуатации». Опыт работы – 12 лет. В настоящее время работает доцентом на кафедре «Автомобильный транспорт» ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых». Автор 111 научных публикаций.

Смирнов Алексей Александрович

Родился в 1989 году. В 2011 году окончил Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых по специальности «Управление качеством». В 2014 году окончил аспирантуру ВлГУ по направлению «Эксплуатация автомобильного транспорта». Имеет 31 научный труд.

Denisov Ilya

He was born in 1982. In 2004 he graduated from Vladimir State University majoring in «Automobiles and vehicle fleet». He is candidate of technical science. In 2007 he defended the thesis, the topic of thesis is «Methods elaboration of management of technical steering state of front drive vehicle VAZ cars in operation». He has 12 years of work experience. At present, he works as associate professor of the «Automobile transport» department of Vladimir State University. He has 111 scientific publications.

Smirnov Alexey

He was born in 1989. In 2011 he graduated from Vladimir State University majoring in «Quality control». In 2014 he graduated from doctoral school of Vladimir State University in «Automobile transport operation» focus area. He has 31 scientific works.

Проблемы электромагнитной безопасности в современных электроэнергетических системах железнодорожного транспорта

// Problems of electromagnetic safety in modern electric power rail system //

**Аполлонский С.М., д. т. н., профессор,
ООО «Центр электромехатроники», г. Санкт-Петербург**

**Горский А.Н., д. т. н., профессор,
Никитин В.В., к. т. н., доцент,
ФГБОУ ВО ПГУПС, г. Санкт-Петербург**

В статье рассмотрены проблемы электромагнитной безопасности (ЭМБ) в современных электроэнергетических системах железнодорожного транспорта (ЭЭСЖТ). Ранее в опубликованной литературе авторы ограничивались лишь проблемами электромагнитной совместимости (ЭМС) на электрифицированных железных дорогах. В связи с существенным усложнением ЭЭСЖТ за счет использования электронных подсистем защиты, компьютерного контроля и управления появилась необходимость более широкой трактовки электромагнитных воздействий на элементы ЭЭСЖТ.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость технических средств, электромагнитная безопасность технических средств, электромагнитное поле, электромагнитная безопасность человека, электромагнитная среда.

Современные ЭЭСЖТ представляют собой многоуровневые структуры, включающие мощные источники и приемники электрической энергии (ЭЭ), распределительные устройства с разветвленными линиями передачи или кабельными трассами, защитную аппаратуру, компьютерные системы управления и коммутации. Развитие ЭЭСЖТ связано с увеличением доли высокочувствительных элементов автоматики и полупроводниковой техники. Усложнение системы приводит к увеличению числа сбоев и отказов элементов, снижению надежности и эффективности в целом. При проектировании сложных ЭЭСЖТ и систем управления проблема безопасности их функционирования выдвигается на первое место [1].

Ранее воздействие электромагнитных полей (ЭМП) в ЭЭСЖТ рассматрива-

The article deals with the problem of electromagnetic hazard-free (EMB) in modern electric power train system (EPTS). Earlier authors of the published literature only are limited, were problems of electromagnetic compatibility (EMC) on an electrified rail. However, due to significant complication EPTS due to the use of electronic security subsystems, computer control and management there is a need in the broader interpretation of the electromagnetic influences on elements EPTS.

Keywords: EMC of technical means, EMB of technical means, electromagnetic field, electromagnetic human safety, electromagnetic environment, EMC problems in the electrified railway.

лось в рамках проблемы ЭМС. Однако ужесточение требований к надежности отдельных элементов или подсистем ЭЭСЖТ, введение структурной и временной избыточности, использование взаимозаменяемости и восстанавливаемости элементов, а также иных методов обеспечения безопасности позволяют гарантировать отказоустойчивость системы, то есть способность функционировать при отказах или сбоях элементов.

Для обеспечения гарантируемой отказоустойчивости ЭЭСЖТ из-за существенного усложнения электронными подсистемами защиты и контроля в условиях воздействия сложных преднамеренных и непреднамеренных ЭМП следует рассматривать проблему ЭМС в более широком аспекте – как проблему

ЭМБ, то есть проблему обеспечения надежности, живучести и безопасности ЭЭСЖТ в целом.

Проблема электромагнитной безопасности

ЭМБ – это способность устройства, использующего электромагнитные воздействия и подвергающегося им, удовлетворительно функционировать в данном электромагнитном окружении, не создавая недопустимых помех этому окружению, а также устойчивость устройства к электромагнитным воздействиям от атмосферных и внутрисистемных разрядных процессов, ядерных взрывов и т.п.

Состояние безопасности, как следует из этого определения, может быть достигнуто при помощи правильного конструирования, размещения, надлежащего управления и с учетом воздействий внешней среды.

В настоящее время все большее число высокочувствительных электромагнитных элементов для своего надежного функционирования требуют решения тех или иных задач ЭМБ [2]. При увеличении доли высокочувствительных элементов автоматики, измерительных и контролирующих комплексов, информационных линий в ЭЭСЖТ область ЭМБ существенно расширяется. В большем объеме используются полупроводниковые преобразователи, микросхемы, микропроцессоры, выступающие в роли рецепторов, на которые воздействуют ЭМП помех. Кроме того, из-за наличия источников мощных ЭМП даже традиционные элементы систем, такие как коммутирующая аппаратура, устройства контроля и защиты, автоматические пульта и прочее оборудование, допускают сбои, ложные срабатывания, выходят из строя. Так, мощные импульсные ЭМП вызывают перенапряжения в электрических цепях, приводят к повреждениям полупроводниковых элементов, к коротким замыканиям (КЗ).

Помехи, распространяющиеся по цепи и вызванные переходными процессами при переключениях в сетях питания, воздействуют на цифровые системы и информационные линии. Наличие низкочастотных ЭМП в общих сетях (гармонических составляющих питающего напряжения, перерывов питания и т.д.), а также нелинейных нагрузок существенно расширяет проблематику ЭМБ, вовлекая в нее все виды источников и приемников электроэнергии.

Задачи ЭМБ приходится решать комплексно применительно к сложным системам, характерными признаками которых являются:

- наличие большого числа взаимосвязанных и взаимодействующих между собой элементов;
- сложность функции, выполняемой системой и направленной на достижение заданной цели функционирования;
- возможность разбиения системы на подсистемы, функционирование которых подчинено общей задаче;
- наличие управления, разветвленной информационной сети и интенсивных потоков информации;
- наличие взаимодействия с внешней средой и функционирование в условиях воздействия случайных процессов [3].

Перечисленные задачи не охватывают всю проблему ЭМБ, но показывают ее сложность и многогранность. Можно ожидать, что все пути обеспечения ЭМБ электрооборудования (ЭО), рассмотренные здесь, найдут свое применение, в том числе активное и пассивное экранирование, снижение ЭМП помех на этапе проектирования с учетом минимизации физических полей (например, магнитно-акустическое проектирование), применения специального размещения источников ЭМП помех, а также с использованием специальных помехоподавляющих устройств и т.д.

Реализация задач современной промышленности и транспорта, таких как внедрение автоматизированных комплексов для управления производством и транспортными средствами, создание гибких автоматизированных приводов и роботов для обеспечения непрерывных технологических операций, поднимает проблему ЭМБ разнородного ЭО на качественно новый уровень.

Многие годы единственным путем к обеспечению ЭМБ было фиксирование напряженности ЭМП помех

и соответствующее изменение характеристик электротехнических элементов. Однако с увеличением насыщенности энергетического помещения разнородными типами ЭО стало очевидным, что такой подход неэкономичен и связан со значительным ухудшением эффективности ЭЭСЖТ. Другой подход к решению проблемы ЭМБ заключался в строгом нормировании и стандартизации параметров аппаратуры и систем в процессе проектирования и конструирования. Такие требования, с одной стороны, должны были обеспечить совместимость разнородного ЭО, а с другой – должны быть практически достижимыми.

Следует отметить, что внешняя среда может осуществлять как прямое воздействие на ЭМБ (ионизирующие и электромагнитные излучения; ЭМП от собственных мощных источников; ЭМП, возникающие при аварийных ситуациях; КЗ; отключение отдельных подсистем и т.д.), так и косвенное (давление, динамические усилия, влажность, температура, концентрация газовых компонент в воздушной среде).

При решении задач ЭМБ каждое из устройств ЭЭСЖТ следует рассматривать как элемент некоторой подсистемы, в которой проявляются негативные связи (электрические и магнитные) этого элемента с другими. Такой подход позволяет рассматривать проблему ЭМБ в ЭЭСЖТ как общую при исследовании источников и рецепторов ЭМП, выделяя в них соответствующие признаки, которым ранее не придавалось значения.

Миниатюризация оборудования, а также увеличивающаяся сложность, интеграция и взаимодействие элементов приводят к тому, что электронные установки и компоненты становятся более уязвимыми к внешним воздействиям ЭМП.

Проблема ЭМБ имеет не только теоретическое, но и экономическое значение. Например, качественное функционирование многочисленных промышленных предприятий и сетей электроснабжения целых областей (регионов) зависит от информационно-управляющих систем, поэтому безотказность электронных систем является также экономическим фактором первостепенной важности.

Стандарты ЭМБ являются предпосылкой к обеспечению того, что многочисленные виды электронного оборудования не окажут влияния друг на

друга и не вызовут катастрофических нарушений функционирования оборудования. Они устанавливают требования для оборудования как в отношении максимально допустимой эмиссии излучаемых и кондуктивных ЭМП помех, так и работоспособности оборудования в условиях влияния этих помех.

Стандарты – только один аспект проблем, связанных с обеспечением ЭМБ (ЭМС). Они устанавливают общие требования к качеству функционирования в условиях помех, которым должны соответствовать изделия. Однако требования стандартов могут выполняться только в том случае, если существуют необходимые технические знания, навыки и решения, касающиеся проблемы ЭМБ.

Источники и приемники помехонесущих ЭМП в ЭЭСЖТ

Основными элементами ЭЭСЖТ являются тяговые подстанции, контактная сеть и рельсовые цепи. Кроме того, при расчете электромагнитного воздействия на окружающую среду следует принимать во внимание как внешние линии электроснабжения, линии для питания собственных нужд, контактные сети, подвижной состав, так и высокочувствительное к этим полям оборудование (линии стационарной и поездной радиосвязи, системы управления, телевизионные системы и т.п.). Они расположены, как правило, на небольших расстояниях друг от друга и могут оказывать взаимное влияние. Поэтому неизбежно появляется необходимость в решении проблемы ЭМБ ЭЭСЖТ относительно внутренних связей и с окружающим пространством. Кроме того, в рамках данной проблемы нельзя ограничиваться рассмотрением чисто технических аспектов функционирования. Необходимо рассматривать и человека в качестве элемента ЭЭСЖТ (обслуживающий персонал и население), снижающего ее надежность, живучесть и безопасность [4].

Рассмотрение особенностей электромагнитных процессов в ЭЭСЖТ показало, что наличие элементов с распределенными параметрами (ЛЭП, тяговая сеть) предполагает появление волновых процессов. Последние значительно усложняют электромагнитные явления, происходящие в системе электроснабжения, и могут приводить к резонансным процессам одновременно на нескольких частотах.

Среди рецепторов ЭМП помех в ЭЭСЖТ необходимо выделить радиоэлектронные приемные устройства, радиосвязь и навигацию, мобильную связь, радиорелейные линии связи, станции проводного вещания и усилители, усилители промежуточной частоты, различные устройства и приспособления, созданные на базе электронных элементов, среди них приборы контроля, автоматики и защиты, вычислительные комплексы, микропроцессорная аппаратура и компьютерное обеспечение. Все они при работе используют электрическую энергию различной частоты, и качество их работы существенно зависит от структуры ЭМП в окружающей среде.

Обеспечение ЭМБ микропроцессорной аппаратуры

Главной задачей ЭЭСЖТ является обеспечение безопасности движения при выполнении заданного объема перевозок. Эта проблема может быть решена только при грамотно подобранных параметрах элементов системы, которые обеспечивают качество работы ЭО в допустимых для него пределах не только по нагрузке, но и по частоте и величине напряжения.

Автоматизированная система управления ЭЭСЖТ должна обеспечить наилучшие условия распределения и передачи ЭЭ потребителям в рабочих и аварийных режимах, используя устройства системной и технологической автоматики. Назначение технологической автоматики – управление локальными процессами рабочего режима на отдельных видах объекта. Системная автоматика осуществляет управление режимами работы системы электроснабжения и подразделяется на автоматику управления в нормальных и рабочих режимах, которая в состоянии обеспечить соответствующий и необходимый уровень напряжения и повышение экономичности работы системы электроснабжения, и автоматику управления в ненормальных, аварийных режимах. К последней относятся устройства релейной защиты, в том числе сетевая автоматика, которая включает в себя автоматическое включение резерва, автоматическое повторное включение, а также установление места короткого замыкания.

Релейная защита является неотъемлемой составляющей всех энергетических установок, объектов и систем высокого напряжения, вследствие чего

представляет собой сложную информационную систему, состоящую из комплекса взаимосвязанных электромагнитных, электронных, микроэлектронных устройств и источников питания.

Для защиты оборудования тяговых подстанций применяются чаще всего такие же защиты, как и на понижающих подстанциях энергосистем, однако защиты тяговых сетей обладают своей особенностью. В тяговых сетях переменного тока токи нагрузки являются сопоставимыми с минимальными токами КЗ, в результате чего возникают значительные трудности для защиты, которая обязана точно разграничивать эти режимы.

Микропроцессорная техника в тяговой сети. Развитие релейной защиты тяговых сетей переменного тока прошло несколько этапов. Сейчас происходит освоение цифровых защит на основе интеллектуальных терминалов, таких как микропроцессорные и многофункциональные комплексы. Такой терминал осуществляет не только функции, связанные с релейной защитой, но и функции автоматики, сигнализации, управления, регистрации событий, контроля параметров нагрузки и аварийных процессов, связи, самодиагностики, а также сервисные функции.

К релейной защите в соответствии с ее главным назначением предъявляются следующие требования: избирательность, надежность, резервирование, быстродействие и чувствительность. Кроме того, релейная защита обязана быть недорогой и наименее безопасной при ее обслуживании.

Функциональным назначением релейной защиты является купирование повреждения, предотвращение или, по возможности, сокращение ущерба при возникновении повреждения или ненормальных, аварийных режимах работы устройств генерирования, преобразования, передачи и перераспределения электроэнергии, обеспечение устойчивости и надежности систем электроснабжения. С целью улучшения функциональной безопасности релейная защита на тяговой подстанции замещается микропроцессорной техникой.

Микропроцессоры и микро-ЭВМ входят в состав вычислительной системы, которая является основной частью микропроцессорных релейных защит. При переработке полученной информации в микропроцессорных и многомашиных вычислительных системах

возможно осуществление обработки информации одновременно как по независимым программам, так и по независимым на отдельных участках ветвям программы. Использование электроники дает возможность изготовить и разработать релейную защиту одновременно с другими устройствами автоматики и телемеханики в варианте одной системы или комплекса. Применение микропроцессорных систем и микроэлектроники в большей степени повышает оперативность релейной защиты и автоматики, раскрывает перспективы для передачи и распределения функций релейной защиты, повышает возможность управления вычислительными машинами, устройствами электроснабжения в рабочих и аварийных режимах.

Проблемы электромагнитных воздействий на микропроцессорные устройства релейной защиты (МУРЗ). Проблема ЭМБ электронной аппаратуры возникла вместе с самой этой аппаратурой, поскольку одни ее узлы функционально построены так, что являются приемниками ЭМП, тогда как другие являются источниками ЭМП. Проблемы возникали как из-за взаимного влияния одних узлов на другие внутри аппаратуры, так и при воздействии на электронную аппаратуру внешних полей различного происхождения. Применявшиеся длительное время устройства автоматики, управления и релейной защиты электромеханического типа были мало подвержены этим полям. Последние два десятилетия характеризуются интенсивным переходом в ЭЭСЖТ от релейной защиты электромеханического типа к МУРЗ. Современные МУРЗ оказались весьма чувствительны к электромагнитным помехам, поступающим из воздушной среды, по цепям оперативного тока, цепям напряжения и от трансформаторов [5]. Среди них следует выделить импульсные перенапряжения, возникающие при грозовых разрядах и при коммутациях в силовых электроустановках.

Грозовые разряды являются самым мощным источником импульсных воздействий на аппаратуру объектов ЭЭСЖТ. При ударе молнии в молниеотвод электрический ток (в виде импульса колоколообразной формы) поступает в землю и растекается в грунте во все стороны до нескольких десятков-сотен метров, причем из-за сопротивления грунта этот ток создает на нем падение

напряжения. Для снижения потенциала, наводимого при протекании тока молнии в грунте, сопротивление растеканию тока в зоне расположения жилых и промышленных зданий и сооружений уменьшают с помощью металлической сетки достаточно большой площади, размещенной в грунте под фундаментом зданий. Однако сопротивление таких заземляющих систем все еще весьма далеко от нуля, и поэтому даже остаточные импульсные потенциалы, наведенные в заземляющей системе и проникающие по кабелям на входы электронной аппаратуры, представляют для нее серьезную опасность. Существуют кондуктивные, индуктивные и емкостные помехи. В процессе распространения имеет место многократное превращение одного вида помех в другие [6].

Коммутационные процессы и ЭМП от работающего ЭО – это второй по степени влияния источник импульсных помех, воздействующий на МУРЗ в обычных условиях эксплуатации. Источниками коммутационных помех в ЭЭСЖТ являются, как правило, высоковольтные выключатели и разъединители, низковольтные реле и контакторы, управляемые батареи конденсаторов. Мощные преобразователи частоты электроприводов, коронный разряд, электроискровые технологии считаются источниками ЭМП, опасных для электронной аппаратуры. При этом пути проникновения помех в МУРЗ могут быть разными: от прямых индуктированных наводок на низковольтные провода и кабели вторичных цепей подстанций до импульсных и высокочастотных перенапряжений, возникающих во вторичных обмотках трансформаторов тока и напряжения [6].

Эффективной мерой борьбы с наведенными перенапряжениями на входах электронной аппаратуры и на ее зажимах питания является широкое использование элементов с нелинейной характеристикой: газовых разрядников, варисторов, специальных полупроводниковых элементов на основе стабилитронов и других устройств, включаемых параллельно защищаемому объекту (например, параллельно входу МУРЗ) и между каждой клеммой этого объекта и «землей». На работу МУРЗ оказывают влияние гармоники тока и напряжения. Выполненные исследования показали, что наибольшее влияние на МУРЗ оказывает третья гармоника [6]. При этом МУРЗ менее

чувствительны к гармоникам в питающем напряжении и к провалам напряжения, чем электромеханические контакторы и реле.

На МУРЗ оказывают влияние **преднамеренные электромагнитные воздействия**. Отличие такого рода воздействий от коммутационных помех или наводок, вызванных протеканием тока молнии, заключается в том, что при мощности, соизмеримой с мощностью разряда молнии, эти воздействия могут находиться так же близко к чувствительной аппаратуре, как и источники относительно слабых коммутационных помех.

Основными каналами преднамеренного воздействия на электронную аппаратуру являются сети электропитания всех классов напряжения, контрольные кабели и проводные линии связи, эфир. Поскольку МУРЗ связаны и с внешней сетью электропитания, и с разветвленной сетью контрольных кабелей, и с проводными антеннами ЛЭП (через трансформаторы напряжения и тока), и с компьютерной сетью, оказываемое на них деструктивное воздействие может быть очень сильным и одновременно скрытым. Существенно повышает скрытность электромагнитного воздействия то обстоятельство, что анализ повреждений в уничтоженном оборудовании не позволяет однозначно идентифицировать причину возникновения повреждения, так как причиной одних и тех же повреждений может быть как преднамеренное (нападение), так и непреднамеренное (например, от молнии) силовое деструктивное воздействие.

Микроволновые источники излучения высокой мощности, работающие в сантиметровом и миллиметровом диапазонах, имеют дополнительный механизм проникновения ЭЭ в оборудование даже через небольшие отверстия, вырезы, окна и щели в металлических корпусах, через плохо экранированные интерфейсы. Любое отверстие, ведущее внутрь оборудования, ведет себя как щель в микроволновой полости, позволяя микроволновой радиации формировать пространственную стоячую волну внутри оборудования. Компоненты, расположенные в противоположных узлах стоячей волны, будут подвергаться воздействию ЭМП и перенапряжений. Особо чувствительны к воздействиям такого рода элементы памяти и современные микропроцессоры с очень

высокой степенью интеграции внутренних компонентов.

Очевидно, что полностью защитить высокочувствительное электронное оборудование объектов ЭЭСЖТ от естественных и особенно от преднамеренных ЭМП помех вряд ли удастся. Однако существующие способы защиты (специальные шкафы, электропроводные прокладки и смазки, фильтры и т.п.) могут ослабить влияние внешних ЭМП в широком спектре частот.

Существующие в ЭЭСЖТ тенденция расширяющегося применения микропроцессорных устройств релейной защиты, непосредственно управляющих ЭО, и тенденция увеличения плотности элементов в микрочипах, сопровождающаяся снижением их устойчивости к внешним электромагнитным воздействиям, на фоне прогресса в области создания средств дистанционного деструктивного воздействия образуют весьма опасный вектор.

Нормативные документы, ограничивающие уровни ЭМП помех, и рекомендуемые средства защиты

В России в 2001–2003 гг. вступил в силу ряд новых стандартов электромагнитной безопасности (ЭМБ, ЭМС), соответствующих или близких к Европейским нормам EN [7]. Часть стандартов заменяет стандарты, введенные ранее, некоторые документы введены впервые. Большинство из ГОСТ по ЭМС могут быть использованы применительно как к самой ЭЭСЖТ, так и к всей инфраструктуре.

Общий подход к обеспечению ЭМБ при размещении ЭО состоит в подавлении помех в источнике, помехозащите чувствительного ЭО и снижении электромагнитных связей ЭО. Следующие меры могут быть использованы отдельно или в комбинации: экранирование, заземление, правильный выбор и прокладка кабелей, выбор места установки оборудования, фильтрация, использование специальных средств подавления помех для видов ЭО.

Выводы

В процессе исследования выявлены основные источники ЭМП помех на объектах ЭЭСЖТ, формирующие электромагнитную среду, которая может оказаться опасной как для человека, так и для слаботоочного ЭО.

Следует отметить, что в настоящее время ведущие мировые концерны стремятся не просто обеспечить ЭМБ электротехнических комплексов, которые они производят, а сделать их функционально безопасными.

При анализе функциональной безопасности рассматриваются опасные отказные ситуации, которые приводят к авариям, катастрофам и человеческим жертвам. Функциональной безопасности программируемых электронных систем посвящены международный стандарт МЭК 61508 и серия связанных с ним стандартов [7].

Литература

1. Аполлонский С.М. Внешние электромагнитные поля электрооборудования и средства их снижения. – СПб.: Безопасность, 2001. – 620 с.
2. Аполлонский С.М. Электромагнитная безопасность технических средств и человека. В 3 т. Т. 2. Воздействие электромагнитной среды на технические устройства и средства защиты: монография. – СПб.: Изд-во СЗТУ, 2011. – 439 с.
3. Директива Совета Европейских сообществ 89/336 от 03.05.1989 г. «О согласовании законодательных актов участников сообщества, касающихся электромагнитной совместимости» // Технологии ЭМС (электромагнитной совместимости), № 2, 2002.
4. Аполлонский С.М. Электромагнитная безопасность человека. – Saarbrücken (Germany): Palmarium Academic Publishing, 2012. – 462 с. (ISBN: 978-3-8473-9040-4).
5. Косарев А.Б. Основы теории электромагнитной совместимости систем тягового электроснабжения переменного тока. – М.: ИНТЕКСТ, 2004. – 272 с.
6. Гуревич В.И. Уязвимости микропроцессорных реле защиты: проблемы и решения. – М., 2014. – 256 с.
7. Аполлонский С.М. Электромагнитная совместимость и функциональная безопасность в электроэнергетике: монография. – М.: Science, 2016. – 324 с.

Аполлонский Станислав Михайлович

Родился в 1937 году. В 1959 году окончил Высшее военно-морское инженерное орден на Ленина училище им. Ф.Э. Дзержинского (ВВМИОЛУ). Доктор технических наук, профессор, заслуженный деятель науки и техники РФ. В 1988 году защитил диссертацию по теме «Комплексная задача расчета и снижения электромагнитных полей для обеспечения безопасности элементов электроэнергетики». Опыт работы – более 50 лет. В настоящее время работает научным консультантом в ООО «Центр электромехатроники». Имеет около 500 научных трудов, в том числе 6 авторских свидетельств, 1 патент и более 60 учебных пособий и монографий.

Горский Анатолий Николаевич

Родился в 1938 году. В 1950 году окончил Ленинградский институт инженеров железнодорожного транспорта по специальности «Инженер путей сообщений – электромеханик». Доктор технических наук, профессор. В 1995 году защитил диссертацию по теме «Методы расчета реакторно-трансформаторного оборудования преобразовательных устройств при минимизации массы и габаритов». Опыт работы – более 50 лет. В настоящее время работает профессором кафедры «Электромеханические комплексы и системы» ФГБОУ ВО ПГУПС. Имеет 111 печатных трудов, в том числе 3 учебных пособия и 4 книги.

Никитин Виктор Валерьевич

Родился в 1966 году. В 1988 году окончил Ленинградский институт инженеров железнодорожного транспорта, квалификация – «Инженер путей сообщения – электромеханик». Доктор технических наук, доцент. В 2004 году защитил диссертацию по теме «Теоретические исследования электромагнитной совместимости сверхпроводникового электрооборудования с электрооборудованием традиционного исполнения». Опыт работы – 28 лет. В настоящее время – заведующий кафедрой «Электромеханические комплексы и системы» ФГБОУ ВО ПГУПС. Имеет более 80 научных и учебно-методических трудов.

Apollonskiy Stanislav

He was born in 1937. In 1959 he graduated from Naval Engineering college of Lenin order. He is doctorate of technical sciences, professor, honored scientist of Russian Federation. In 1988 he defended the thesis, the topic of thesis is «Electromagnetic fields complex task of calculating and reducing in order to ensure the safety of electric power elements». He has 50 years of work experience. At present he works as a scientific consultant at Eclectic mechanotronics center limited. He has 500 scientific papers, including 6 authorships, 1 patent and more than 60 study guides and monographs.

Gorskiy Anatoly

He was born in 1938. In 1950 he graduated from Leningrad Railway Engineering Transport Institute majoring in «Engineer of Railway transport – electrician». He is doctor of technical sciences, professor. In 1995 he defended the thesis, the thesis topic is «Calculating methods of reactor and transformer equipment of conversion devices during minimizing weight and dimensions». He has 50 years of work experience. At present, he works as professor of «Electromechanical complexes and systems» department of Emperor Alexander I Petersburg State Transport University. He has 111 published papers, including 3 study guide and 4 books.

Nikitin Victor

He was born in 1966. In 1988 he graduated from Leningrad Railway Engineering Transport Institute majoring in «Engineer of Railway transport – electrician». He is doctor of technical sciences, associate professor. In 2004 he defended the thesis, the thesis topic is «Theoretical investigation of electromagnetic compatibility of superconducting and traditional electrical equipment». He has 28 years of work experience. At present, he works as head of «Electromechanical complexes and systems» department of Emperor Alexander I Petersburg State Transport University. He has more than 80 scientific and study published works.

Сведения об авторах

Д.т.н., профессор
Исмагилов Флюр Рашитович
+7-347-273-77-87

К.т.н.
Сурайкин Александр Иванович
8-927-171-25-67

К.т.н.
Коняхин Сергей Федорович
+7-495-980-65-00

Д.т.н.
Попов Юрий Васильевич
+7-916-384-48-73

К.т.н., доцент
Спиридонов Егор Александрович
+7-961-226-53-45

К.т.н.
Денисов Илья Владимирович
+7-915-776-24-14

К.т.н.
Гельвер Фёдор Андреевич
8-911-260-62-95

Д.т.н., профессор
Аполлонский Станислав Михайлович
+7-812-235-55-31

К.т.н., доцент
Гридин Владимир Михайлович
8-916-044-71-76

ТРЕБОВАНИЯ К РЕКЛАМНЫМ И АВТОРСКИМ МАТЕРИАЛАМ

Рекламные материалы принимаются в форматах «.cdr», «.eps» или «.tif» (300 dpi). Цветовая модель – CMYK. Все шрифты должны быть переведены в кривые.

Авторские материалы. Текст статьи в формате «.doc» (Microsoft Word). Обязательно наличие аннотации, ключевых слов и списка используемой литературы. Название статьи, аннотация и ключевые слова должны быть переведены на английский язык. Все рисунки в форматах «.cdr» или «.eps», фотографии – в формате «.tif» (300 dpi). Каждый рисунок или фотография должны быть представлены отдельным файлом.

СТОИМОСТЬ ГОДОВОЙ ПОДПИСКИ:

(6 номеров) – **6 000 руб.**, в т.ч. НДС 18%

Оформить подписку можно:

– через редакцию – необходимо направить по факсу или электронной почте заявку с указанием банковских реквизитов, наименования организации (фирмы), точного почтового адреса и количества комплектов журнала.

Тел./факс: (495) 500-40-20, 557-23-95,

e-mail: npptez@mail.ru;

– через ОАО «Агентство Роспечать» – по Каталогу изданий органов научно-технической информации 2017 г., индекс 59990.

СТОИМОСТЬ РЕКЛАМЫ:

2-я и 3-я страницы обложки – 24 000 рублей;

4-я страница обложки – 30 000 рублей;

одна страница внутри журнала – 12 000 рублей.

Печатные материалы, используемые в журнале, являются собственностью редакции.

При перепечатке ссылка на журнал обязательна.

Полученные материалы не возвращаются.

Редакция оставляет за собой право корректорской и редакторской правки публикаций без согласования с авторами.

Журнал распространяется через редакцию по адресной рассылке, через ОАО «Агентство Роспечать», на специализированных выставках и симпозиумах.