

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:**  
15.12.2016 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 1563

## СОДЕРЖАНИЕ

### ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ И ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ

**Бадёр М.П.**

Развитие системы тягового электроснабжения постоянного тока повышением напряжения в тяговой сети до 24 кВ и её адаптация для высокоскоростных магистралей . . . . . 2

**Космодамианский А.С., Стрекалов Н.Н., Пугачев А.А.**

Определение установившейся температуры полупроводников автономного инвертора напряжения . . . . . 8

**Сидоренко В.Г., Чжо М.А.**

Применение генетических алгоритмов к решению задачи планирования работы электроподвижного состава метрополитена . . . 13

**Баранов Л.А., Яцкова Т.А.**

Оценки погрешности и помехоустойчивости тракта аналого-цифрового преобразования в системах автоматического контроля и управления . . . . . 17

**Малютин А.Ю.**

Состояние вопроса о вспомогательных машинах отечественных электровозов переменного тока . . . . . 24

**Гречишников В.А., Шаламай И.В.,**

**Куров Н.Д., Власов С.П.**

Аналитические аспекты возможности выравнивания напряжения на шинах тяговых подстанций постоянного тока . . . . . 29

**Искаков Т.А., Сидоренко В.Г.**

Математическая модель взаимодействия клиентских групп пешеходов внутри транспортного узла . . . . . 32

**Киселев М.Д., Пудовиков О.Е.**

Система автоматического управления скоростью движения, использующая эталонную модель поезда . . . . . 35

**Ким К.К., Ткачук А.А., Таразанов И.И.,**

**Чукарин В.С., Васьковская Н.В.**

Интеллектуальная система защиты ответственных участков движения скоростных железнодорожных магистралей . . . . . 39

### МЕХАТРОННЫЕ СИСТЕМЫ, ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

**Иньков Ю.М., Пугачев А.А.**

Оптимизация энергетических характеристик электропривода вспомогательных механизмов тягового подвижного состава . . . . . 43

# Развитие системы тягового электроснабжения постоянного тока повышением напряжения в тяговой сети до 24 кВ и ее адаптация для высокоскоростных магистралей

// Development of DC traction power supply system by increasing the voltage in the traction network up to 24 kV, and its adaptation for high-speed lines //

**Бадёр М.П., д.т. н., профессор,  
МГУПС (МИИТ), г. Москва**

*В статье рассмотрены пути развития и совершенствования системы тягового электроснабжения постоянного тока повышением напряжения в тяговой сети до 24 кВ и ее адаптация для высокоскоростных магистралей. Обоснована математическая модель динамических электромагнитных процессов в электрических схемах с полупроводниковыми преобразователями. Рассмотрены особенности электромагнитных процессов в полупроводниковых преобразователях. Проведено обоснование электромагнитной совместимости системы тягового электроснабжения постоянного тока с повышенным напряжением в тяговой сети 24 кВ с окружающей средой, инфраструктурой, коммуникациями связи и цепями железнодорожной автоматики.*

*Ключевые слова:* система тягового электроснабжения постоянного тока с повышенным напряжением в тяговой сети 24 кВ и ее адаптация для высокоскоростных магистралей, электромагнитная совместимость, электромагнитные процессы в электрических схемах с полупроводниковыми преобразователями.

В ближайшие годы ожидаются внедрение высокоскоростного движения и существенное увеличение грузопотоков на ряде направлений сети железных дорог России, что потребует усиления технических средств различных хозяйств железнодорожного транспорта, включая и систему тягового электроснабжения.

Существующие системы тягового электроснабжения не всегда в состоянии обеспечить провозную способность железных дорог наряду с высокоскоростным движением. Следовательно, необходимо искать способы повышения тягово-энергетических возможностей эксплуатируемых систем тягового электроснабжения.

*The ways of development and improvement of DC traction power supply system by increasing the voltage in the traction network up to 24 kV, and its adaptation for high-speed lines are examined. Mathematical model of the dynamic electromagnetic processes in electrical circuits with semiconductor converters is proved. The features of the electromagnetic processes in semiconductor converters are examined. Substantiation of electromagnetic compatibility of traction system DC power supply with increased voltage 24 kV in the traction network with the environment, infrastructure, communication links and chains of railway automation is showed.*

*Keywords:* traction power DC supply system with increased voltage 24 kV in the traction network and adapting it to high-speed lines, electromagnetic compatibility, electromagnetic processes in electrical circuits with semiconductor converters.

В последние годы ведутся научно-исследовательские работы по внедрению системы электрической тяги постоянного тока повышенного напряжения 24 кВ. Напряжение 24 кВ в тяговой сети дает возможность повысить технико-экономические показатели системы электрической тяги постоянного тока [1].

В связи с изменением мировой экономической ситуации, а именно с созданием Китаем, Россией и другими странами нового Шелкового пути, очевидно, что одной из самых главных транспортных артерий этого пути становится Россия, и главным видом транспорта, который обеспечит потребности в грузоперевозках, здесь выступает железнодорожный транспорт (ЖДТ) ввиду наличия

у него достаточно развитой инфраструктуры. Новый «Шелковый путь» – это торговый коридор для прямых поставок товаров с Востока на Запад на льготных условиях. Согласно заявлениям китайской стороны «...предполагается, что железные дороги будут локомотивом увеличения экспорта китайского высокотехнологического оборудования» [2].

Учитывая этот фактор, а также опираясь на отраслевую программу повышения массы и длины грузовых поездов, которая предполагает в ближайшие годы существенное увеличение грузопотоков на ряде направлений сети железных дорог России, и программу развития скоростного и высокоскоростного движения на сети железных дорог ОАО «РЖД», очевидно, что потребуются усиление технических средств различных хозяйств ЖДТ, включая и систему тягового электроснабжения. Поезда большой массы и длины будут использоваться, в основном, на электрифицированных направлениях, а при скоростном (200–250 км/ч) и высокоскоростном (300 км/ч и более) движении мощность, реализуемая тяговыми двигателями поезда, практически равна мощности, реализуемой электровазонами тяжеловесного поезда.

Система тягового электроснабжения постоянного тока по ряду характеристик имеет лучшие показатели по сравнению с системой переменного тока 25 кВ: лучше электромагнитная совместимость со смежными линиями СЦБ, связи, системой внешнего электроснабжения; симметричная загрузка фаз питающей линии; лучшие показатели качества электроэнергии за счет использования многопульсовых схем выпрямления.

На данный момент существуют различные взгляды на направления совершенствования системы электрической тяги постоянного тока [2]. На рис. 1 показаны пути совершенствования СЭС постоянного тока.



Рис. 1. Пути совершенствования системы тягового электроснабжения постоянного тока

Выделяют два пути повышения энергетической эффективности электрической тяги постоянного тока.

Первый – это усиление системы тягового электроснабжения постоянного тока напряжением 3 кВ с помощью применения фидера повышенного напряжения и пунктов питания контактной сети на перегоне. Это может быть реализовано с помощью фидера постоянного тока повышенного напряжения 24 кВ и пунктов питания контактной сети на перегоне 24/3 кВ или фидера переменного тока 35 кВ и пунктов питания контактной сети на перегоне 35/3 кВ.

Электрическая схема питания системы 3 кВ с питающей линией (ПЛ) по-

стоянного тока 24 кВ показана на рис. 2.

На тяговой подстанции (ТП) устанавливается дополнительная выпрямительная установка 24 кВ, которая подключается к распределительному устройству 10 кВ. На пункте питания (ПП) устанавливается преобразовательный модуль 24/3 кВ постоянного тока, состоящий из автономного инвертора (АИ) и преобразовательного агрегата 3 кВ, а ПЛ прокладывается по опорам контактной сети.

При применении фидера переменного тока 35 кВ в качестве питающей линии он будет подключаться на ТП непосредственно к РУ-35 кВ, а на ПП устанавливаются тяговый трансформатор и преобразовательный агрегат 3 кВ.

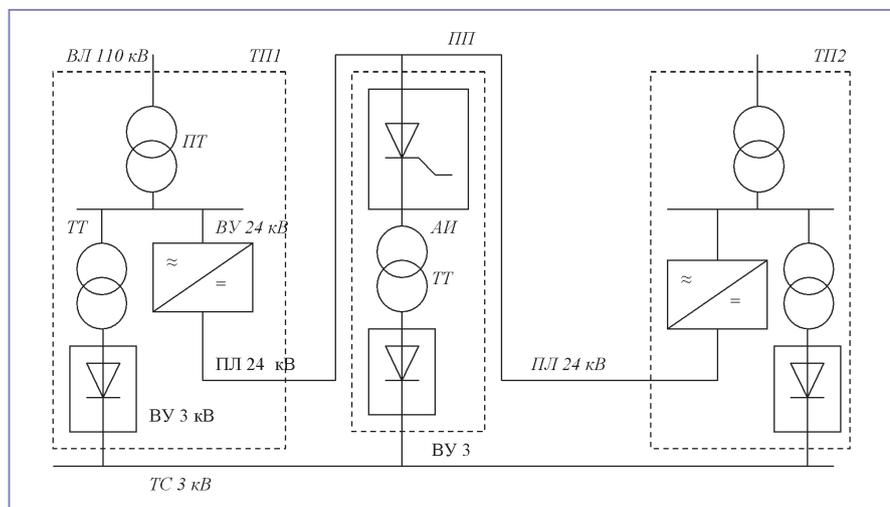


Рис. 2. Функциональная электрическая схема питания системы 3 кВ с питающей линией постоянного тока 24 кВ

Данный способ можно применять как на вновь электрифицируемых, так и на уже существующих участках постоянного тока, так как он позволяет использовать существующий ЭПС, рассчитанный на напряжение 3 кВ. Однако по стоимостным параметрам в ближайшем будущем нельзя считать перспективным вариант усиления системы электроснабжения постоянного тока 3 кВ путем прокладки фидера постоянного тока повышенного напряжения 24 кВ с преобразовательными пунктами на перегоне. К тому же существует более дешевое традиционное решение – установка на перегоне комплектованных одноагрегатных пунктов питания 35/3 кВ, питаемых от ЛЭП 35 кВ, прокладываемых по опорам контактной сети от тяговых подстанций [2].

Второй путь – это непосредственное повышение напряжения в КС. Повышение уровня напряжения в тяговой сети стало возможным за счет применения и широкого внедрения перспективных видов ЭПС с тиристорно-импульсными преобразователями, позволяющими исключить жесткую связь между напряжением в тяговой сети постоянного тока и на тяговом двигателе.

### Постановка задачи и ее решение

Повышение напряжения до 24 кВ позволяет увеличить провозную способность и расстояние между тяговыми подстанциями, снизить сечение проводов КС и значительно уменьшить потери электроэнергии.

При этом, безусловно, необходимо решать и новые задачи: усиление изоляции тяговой сети (ТС); разработка коммутационной и другой аппаратуры с повышенным номинальным напряжением; создание новых видов ЭПС на повышенное напряжение; обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) системы тягового электроснабжения постоянного тока повышенного напряжения 24 кВ со смежными линиями.

Разработки системы электрической тяги постоянного тока с напряжением 12 кВ в электротяговой сети в России выполнялись под руководством профессора А.Т. Буркова (ПГУПС) в 1980-е и 1990-е годы. На Октябрьской железной дороге был создан опытный полигон электрифицированной железной дороги с напряжением в электротяговой сети 12 кВ. Проведенные исследования показали несомненные преимущества этой системы и то, что реализация

подстанционной части (преобразовательные агрегаты, коммутационная аппаратура, изоляция электрооборудования) не вызывает затруднений.

Относительно изоляции ТС следует отметить, что применение электрической тяги постоянного тока повышенного напряжения в современных условиях наиболее целесообразно рассматривать как способ существенного усиления уже существующих участков постоянного тока 3 кВ. Основная часть стоимости перевода электрифицированных участков с постоянного тока на переменный и трудоемкости работ приходится на усиление изоляции контактной сети (70–80%). Существующая на российских железных дорогах изоляция контактной сети постоянного тока (два изолятора ПФ-6) имеет значительный запас применительно к напряжению 3 кВ и вполне обеспечивает требуемую нормативную изоляционную прочность контактной сети при напряжении 12–24 кВ.

Следовательно, при наличии ЭПС постоянного тока, рассчитанного на напряжение 24 кВ, можно было бы существенно увеличить энергетическую способность действующих участков постоянного тока, повысив напряжение с 3 кВ до 24 кВ без дорогостоящих и трудоемких работ по переустройству контактной сети. Это весьма существенно для таких крупных электрифицированных на постоянном токе железнодорожных узлов, как Московский и Санкт-Петербургский, и без того требующих значительных затрат на модернизацию устаревших устройств тягового электроснабжения.

Основная проблема в реализации системы повышенного напряжения 24 кВ заключается в создании преобразователей постоянно-постоянного или постоянно-переменного тока с повышенным входным напряжением для ЭПС. Здесь следует отметить, что существуют отечественные разработки в этой области. Так, А.Т.Бурковым предложена схема преобразователя модуля 24/3 кВ [2]. Она выполнена на основе блочно-модульного исполнения. В преобразователе (рис. 3) применены шесть последовательно соединенных входных блоков автономных инверторов с напряжением на входе каждого блока 4 кВ. Выходные цепи трех четырехквadrантных блоков с напряжением 3 кВ соединены параллельно. На рис. 3 ТП1, ТП2 – тяговые подстанции; ПБСМ95+БрФ150 – контактная подвеска из биметаллического несущего

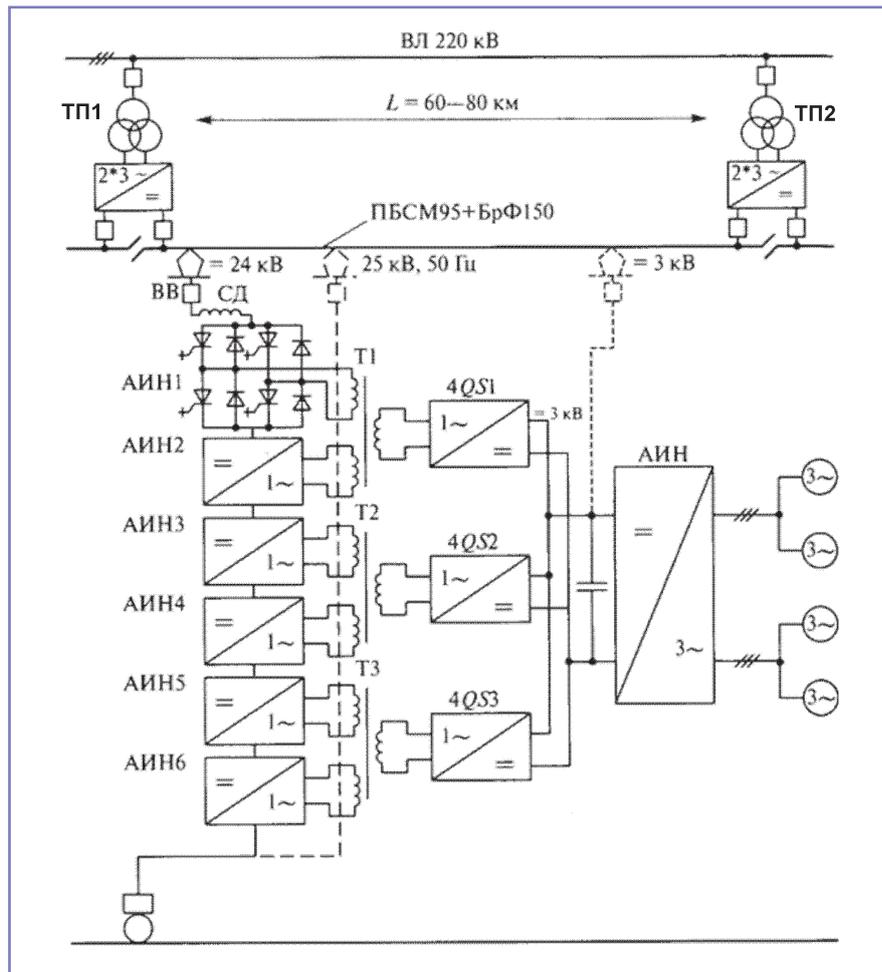


Рис. 3. Схема системы электрической тяги постоянного тока напряжением в контактной сети 24 кВ с многосистемным ЭПС с АТД и преобразователями модульной концепции на GTO-тиристорах

троса и бронзового контактного провода; ВВ – высоковольтный выключатель; СД – сглаживающий дроссель; АИН1–АИН6 – входные автономные инверторы напряжения; Т1–Т3 – тяговые трансформаторы; 4QS1–4QS4 – четырехквadrантные преобразователи; АИН – автономный инвертор напряжения.

Еще один вариант предложен ОКБ «Автоматика». Все эти схемы предполагают использование современной элементной базы: IGBT-транзисторов, тиристоров ICT, GTO и модулей на их основе. Следует отметить, что эта элементная база уже на достаточно высоком уровне освоена отечественной промышленностью.

Как показывает мировой опыт, у большинства ЭПС нового поколения все равно в цепи преобразования энергии существует звено постоянного тока на входе инверторов, питающих бесколлекторный тяговый привод. Следовательно, ЭПС на 24 кВ постоянного тока легко выполнить двухсистемным (24/3 кВ), что может облегчить поэтапный перевод

указанных железнодорожных участков на напряжение в контактной сети 24 кВ. Такая концепция многосистемности реализована на высокоскоростных поездах AGV Alstom. Они рассчитаны на эксплуатацию на участках, электрифицированных на переменном токе напряжением 25 кВ частотой 50 Гц или напряжением 15 кВ частотой 16 2/3 Гц, а также на постоянном токе напряжением 1,5 или 3 кВ.

Не менее важной проблемой при повышении напряжения в тяговой сети постоянного тока является обеспечение электромагнитной совместимости системы электрической тяги с питающими электрическими сетями, линиями связи и устройствами железнодорожной автоматики. Повышение выпрямленного напряжения в тяговой подстанции в 8 раз приводит практически к такому же повышению его переменной составляющей (гармонических составляющих) и, следовательно, к увеличению электромагнитного влияния на смежные слаботочные системы.

Обеспечение электромагнитной совместимости при повышении напряжения в тяговой сети до 24 кВ может быть достигнуто применением многопульсовых (12- или 24-пульсовых) выпрямителей и повышением технических характеристик сглаживающих фильтров.

При исследовании электромагнитной совместимости системы тягового электроснабжения постоянного тока повышенного напряжения 24 кВ с устройствами связи и железнодорожной автоматики необходимо вести расчеты для каждой гармоники выпрямленного напряжения и каждой гармоники тока, потребляемого ЭПС, с последующим определением суммарного напряжения шума или уровня помехи на входе устройств железнодорожной автоматики. Для этого необходимо определить значения гармоник выпрямленного напряжения и значения гармоник тока, потребляемого ЭПС. При работе выпрямительно-инверторных агрегатов возникают несимметричные режимы их работы, существуют несимметрия и несинусоидальность питающего напряжения, и поэтому кривая выпрямленного напряжения имеет сложную форму и аналитически записывается совокупностью дифференциальных уравнений по отдельным интервалам периода кривой питающего напряжения. В общем виде формулы для определения высших гармоник в кривой выпрямленного напряжения, записанные в виде коэффициентов Эйлера ряда Фурье, достаточно громоздки и требуют использования современной вычислительной техники. Для точных исследований предложена [1] математическая модель динамических электромагнитных процессов в электрических схемах с полупроводниковыми преобразователями, позволяющая провести анализ спектральных характеристик тока и напряжения в любой ветви с учетом режима работы, параметров и схемы соединения преобразовательных трансформаторов, нелинейности их кривой намагничивания, несимметрии цепей управления тиристорами выпрямительно-инверторных агрегатов, технологического разброса параметров вентилях и неидентичности их характеристик, несимметрии и несинусоидальности напряжений питающей сети, нелинейности тяговой нагрузки. Кроме того, обоснована математическая модель электромагнитного влияния системы тягового электроснабжения на линии связи и устройства железно-

рожной автоматики с учетом различного рода нелинейности системы и параметров многослойной земли, включая резонансные режимы в отдельных элементах системы и динамику электромагнитных процессов, протекающих в ней.

Для обеспечения электромагнитной совместимости при повышении напряжения тяговой сети до 24 кВ необходимо повышение эффективности работы сглаживающих фильтров (СФ) тяговых подстанций. Один из способов повышения технических показателей СФ состоит в разработке новых активных фильтров на принципиально иной основе [1].

Безусловно, широкий спектр гармонических тока, потребляемого ЭПС с АИН и АТД, осложняет обеспечение электромагнитной совместимости ЭПС с рельсовыми цепями, СЦБ (особенно в области низких частот – 25; 50 и 75 Гц) и другими частотными средствами управления объектами железнодорожного транспорта. Преобразователи на более высокое входное напряжение 24 кВ могут создать свои трудности в обеспечении электромагнитной совместимости со смежными системами железнодорожной автоматики.

Наличие в составе статических преобразователей полупроводниковых приборов, имеющих нелинейные характеристики, создает определенные трудности при анализе процессов в электрических цепях. Это связано с тем, что модель такой электрической цепи содержит нелинейные уравнения, решение которых возможно только численными методами.

Некоторое упрощение математической модели полупроводникового преобразователя достигается при замене вентилях идеальными ключами. В этом случае уравнения, описывающие процессы в преобразователях, являются кусочно-непрерывными, то есть каждому интервалу фиксированного состояния вентилях соответствуют свои системы уравнений, отличающиеся либо числом уравнений, либо коэффициентами.

Для исследования таких систем применяют кусочно-линейный метод, основанный на численном интегрировании дифференциальных уравнений. Являясь наиболее точным, этот метод имеет ряд недостатков: сложность и громоздкость при анализе больших систем, недостаточная наглядность в выявлении общих закономерностей, большие затраты времени при исследовании установившихся процессов и получении интегральных оценок.

Создание же точных аналитических методов для анализа процессов в электрических цепях, содержащих полупроводниковые преобразователи, в общем случае является чрезвычайно трудным. Однако если рассматривать процессы при неизменных сигналах управления преобразователем, то задача существенно упрощается и может быть приведена к анализу электрических цепей с переменными, периодически изменяющимися параметрами. В этом случае расчет электромагнитных процессов как в переходных, так и в установившихся режимах может быть выполнен спектральным методом, основанным на использовании преобразования Фурье.

Для установившихся режимов работы преобразователей по каналу управления, когда включение вентилях преобразователя осуществляется периодически, в электрической цепи происходит периодическое изменение параметров с частотой переключения вентилях преобразователя. Такой режим является наиболее характерным для полупроводниковых преобразователей подвижного состава, что дает основание для применения спектрального метода анализа электромагнитных процессов.

Рассматривая схемы полупроводниковых преобразователей электроподвижного состава, необходимо отметить их особенность, заключающуюся в том, что питание таких преобразователей осуществляется от двухпроводной

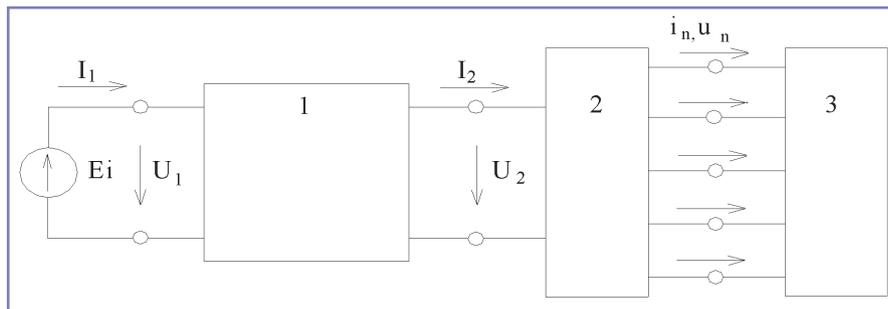


Рис. 4. Обобщенная схема полупроводникового преобразователя

линии и преобразователь имеет одну пару входных зажимов. При этом подключение такого преобразователя к потребителю производится также через одну пару зажимов. В этом случае преобразователь может быть представлен в виде четырехполюсника (рис. 4).

Нагрузки преобразователей различаются большим многообразием и могут иметь пару и более входных зажимов в зависимости от их вида и назначения. Поэтому нагрузку преобразователя, имеющего  $N$  входов, следует рассматривать как многополюсник с  $N$  входами. В этом случае обобщенная схема полупроводникового преобразователя содержит первичный источник электропитания  $E_1$  с напряжением  $U_1$ , входную цепь – четырехполюсник 1 с входными и выходными напряжениями  $U_1$  и  $U_2$  и токами  $I_1$  и  $I_2$ , собственно преобразователь 2, обеспечивающий преобразование входных параметров электрической энергии  $U_2$  и  $I_2$  в выходные параметры  $u_n$  и  $i_n$ , и нагрузку 3.

Для анализа процессов в обобщенной схеме преобразователя необходимо составить уравнения входной и выходной цепи, выразив все переменные через входные и выходные токи и напряжения преобразователя. Применительно к схеме (рис. 4) эти уравнения можно записать в следующем виде:

- для входной цепи

$$\begin{bmatrix} U_1(p) \\ U_2(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}(p) & Z_{12}(p) \\ Z_{21}(p) & Z_{22}(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(p) \\ I_2(p) \end{bmatrix}; \quad (1)$$

- для выходной цепи

$$|U_n(p)| = |Z(p)| |I_n(p)|, \quad (2)$$

где  $Z_{11}(p)$ ,  $Z_{12}(p)$ ,  $Z_{21}(p)$ ,  $Z_{22}(p)$  – операторные сопротивления четырехполюсника;

$|U_n(p)|$  и  $|I_n(p)|$  – столбовые матрицы напряжения и токов размера  $N$  на выходе преобразователя;

$|Z(p)|$  – квадратная матрица сопротивлений нагрузки размера  $N \times N$ .

В некоторых случаях, в зависимости от типа преобразователя, может оказаться более удобной другая форма записи уравнений (1) и (2), при которой в уравнениях будут фигурировать проводимости:

$$\begin{bmatrix} I_1(p) \\ I_2(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}(p) & Y_{12}(p) \\ Y_{21}(p) & Y_{22}(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(p) \\ U_2(p) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$|I_n(p)| = |Y(p)| |U_n(p)|. \quad (4)$$

При этом элементы матриц  $|Y(p)|$  являются как элементы обратных матриц:

$$|Y(p)| = |Z(p)|^{-1}. \quad (5)$$

Уравнения собственно преобразователя могут быть составлены с использованием коммутационных функций в следующем виде:

- для преобразователя напряжения

$$|u_n(t)| = |f_{un}(t)| u_2(t),$$

$$i_2(t) = |f_{in}(t)| |i_n(t)|; \quad (6)$$

- для преобразователя тока

$$|i_n(t)| = |f_{in}(t)| i_2(t),$$

$$u_2(t) = |f_{un}(t)| |u_n(t)|. \quad (7)$$

Здесь  $|f_{in}(t)|$ ,  $|f_{un}(t)|$  – столбовые матрицы коммутационных функций преобразователя по току и напряжению. В общем случае коммутационные функции являются периодическими кусочно-непрерывными и могут быть представлены рядами Фурье:

$$f_{un}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{un}^k e^{jk\omega t}; \quad (8)$$

$$f_{in}(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} C_{in}^l e^{jl\omega t}. \quad (9)$$

С учетом (8) и (9) уравнения преобразователя в операторной форме принимают следующий вид:

- для преобразователей напряжения

$$U_n(p) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{un}^k U_2(p - jk\omega), \quad (10)$$

$$I_2(p) = \sum_{n=1}^N \sum_{l=-\infty}^{\infty} C_{in}^l I_n(p - jl\omega);$$

- для преобразователей тока

$$I_n(p) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{in}^k I_2(p - jk\omega), \quad (11)$$

$$U_2(p) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{un}^k U_n(p - jk\omega).$$

Уравнения (10) или (11) совместно с уравнениями (1–4) полностью описывают процессы в схеме обобщенного преобразователя и могут быть использованы для анализа переходных и установившихся режимов. Для практического применения полученная таким образом система уравнений должна быть приведена к одному уравнению относительно входной переменной преобразователя. В качестве такой переменной целесообразно выбрать ток или напряжение на входе преобразователя в зависимости от типа преобразователя.

Так, если преобразователем является преобразователь тока, то в качестве переменной следует выбрать входной ток  $I_2(p)$ .

В этом случае из первого уравнения (11) определим ток нагрузки  $i$ , подставив его в (2), с учетом второго уравнения (11) найдем

$$U_2(p) = \sum_{k,l} Z^{kl}(p - jk\omega) I_2[p - j(l+k)\omega], \quad (12)$$

где  $Z^{kl}(p - jk\omega) = \sum_{j,q} Z^{jq}(p - jk\omega) C_{ij}^k C_{iq}^l$  – эквивалентное сопротивление нагрузки, приведенное ко входу преобразователя;  $j, q$  – номера строки и столбца, в которых расположен элемент матрицы  $|Z(p)|$ .

Подставив полученное выражение во второе уравнение (3), окончательно получим уравнение обобщенного преобразователя тока

$$I_2(p) = Y_{21}(p) U_1(p) + Y_{22}(p) \sum_{k,l} Z^{kl}(p - jk\omega) \times I_2[p - j(k+l)\omega]. \quad (13)$$

Если преобразователем является преобразователь напряжения, то в качестве переменной следует выбирать напряжение  $U_2(p)$ . Тогда, определив из первого уравнения (10) напряжение на нагрузке и подставив его в (4), с учетом второго уравнения (10) найдем

$$I_2(p) = \sum_{k,l} Y^{kl}(p - jl\omega) U_2[p - j(k+l)\omega], \quad (14)$$

где  $Y^{kl}(p - jk\omega) = \sum_{j,q} Y_{jq}(p - jl\omega) C_{ij}^k C_{ij}^l$  – эквивалентная проводимость нагрузки, приведенная к входу преобразователя.

Разделив во втором уравнении (3) обе части на  $Y_{22}(p)$  и подставив в него (12), получим уравнение обобщенного преобразователя напряжения

$$U_2(p) = -\frac{Y_{21}(p)}{Y_{22}(p)} U_1(p) + \frac{1}{Y_{22}(p)} \times \sum_{k,l} Y^{kl}(p - jl\omega) U_2[p - j(k+l)\omega]. \quad (15)$$

Полученные уравнения (13) и (15) являются результирующим уравнением обобщенного преобразователя и представляют собой функциональные уравнения с переменными, периодически изменяющимися коэффициентами. Рассматривая (13) и (15), необходимо отметить, что они имеют одинаковую структуру и могут быть записаны в общем случае в виде

$$I_2(p) + \sum_{k,l} A^{kl}(p - jk\omega) I_2[p - j(k+l)\omega] = B(p) U_1(p), \quad (16)$$

где  $A^{kl}(p - jk\omega) = Y_{22}(p) Z^{kl}(p - jk\omega)$

$B(p) = Y_{21}(p)$  – коэффициенты, являющиеся дробно-рациональной функцией оператора  $(p)$ .

Объединяя во втором слагаемом (16) все переменные с одинаковыми индексами  $k + l = m$ , результирующее уравнение обобщенного преобразователя запишем в виде

$$I_2(p) + \sum_m \left[ \sum_k A^{k,(m-k)} (p - jk\omega) \right] \times \\ I_2(p - jm\omega) = B(p)U_1(p). \quad (17)$$

Непосредственно из (17) найти решение для тока  $I_2(p)$  не представляется возможным, так как неизвестными в нем являются также  $I_2(p - jm\omega)$ , где  $m = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$ . Для нахождения тока  $I_2(p)$  заменим в (17) оператор  $p$  на  $p + jq\omega$ , где  $q = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$ . В результате получим бесконечную систему рекуррентных уравнений

$$I_2(p + jq\omega) + \\ + \sum_m \left\{ \sum_k A^{k,(m-k)} [p + j(q-k)\omega] \right\} \times \\ \times I_2[p + j(q-m)\omega] = \\ = B(p - jq\omega)U_1(p + jq\omega), \quad (18)$$

где  $q = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$ .

Выделив в каждом уравнении (18) слагаемые, для которых индекс  $m = 0$ , уравнения (18) переписываем в виде

$$\left[ 1 + \sum_k A^{k,(m-k)} (p + jq\omega) \right] I_2(p - jq\omega) + \dots \\ \dots + \sum_{m \neq 0} \left\{ \sum_k A^{k,(m-k)} [p + j(q-k)\omega] \right\} \times \\ \times I_2[p + j(q-m)\omega] = \\ = B(p - jq\omega)U_1(p + jq\omega), \quad (19)$$

где  $q = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$ .

Из уравнения (19) определим

$$I_2(p) = \Delta^0(p) / \Delta(p), \quad (20)$$

где  $\Delta(p)$  – определитель системы;  $\Delta^0(p)$  – определитель, полученный из  $\Delta(p)$  заменой центрального столбца правыми частями уравнений (19).

Применив к последнему обратное преобразование Лапласа, можно найти реакцию системы на приложенное возмущение во временной области.

Следует отметить, что современный ЭПС успешно справляется с требованиями, предъявляемыми к нему современными нормами ЭМС. Об этом ярко свидетельствует опыт европейских стран, где обращается многосистемный ЭПС, а также отечественный опыт применения двухсистемных электровозов ЭП-10, ЭП-20.

Наиболее радикальными мерами для снижения гармонических составляющих выпрямленного напряжения до значений, обеспечивающих электромагнитную совместимость при повышении напряжения в тяговой сети до 24 кВ, являются применение многопульсовых выпрямителей с более высоким качеством выпрямленного напряжения и увеличение эффективности работы сглаживающих фильтров.

### Выводы

Проведенные анализ и синтез электромагнитных процессов в выпрямительных агрегатах, комплексные технико-экономические сравнения основных характеристик, обоснования электромагнитной совместимости тяговой сети повышенного выпрямленного напряжения 24 кВ с элементами инфраструктуры позволили сделать заключение, что при напряжении в тяговой сети постоянно тока 24 кВ наиболее оптимальными являются 24-пульсовые схемы выпрямления, которые в большей степени, чем 12-пульсовые, обеспечивают повышение качества электрической энергии в тяговой сети и в первичной системе электроснабжения. Внедрение 24-пуль-

совых выпрямителей позволяет более существенно снизить потребление реактивной энергии, применить более простые сглаживающие фильтры, снизить потери электроэнергии в тяговой сети, повысить КПД тяговой подстанции.

### Литература

1. Бадёр М.П. Электромагнитная совместимость. Учебник для студентов высших технических учебных заведений. – М.: УМК МПС РФ, 2002. – 640 с.
2. Бурков А.Т. Электроника и преобразовательная техника. Учебник для студентов высших технических учебных заведений. – М.: ФГБОУ УМЦ, 2015. Т. 2, 308 с.

### Бадёр Михаил Петрович

Родился в 1947 году. В 1975 году окончил Московский институт инженеров транспорта (МИИТ) по специальности «Энергоснабжение электрифицированных железных дорог». Доктор технических наук, профессор. В 1999 году защитил докторскую диссертацию на тему «Электромагнитная совместимость тягового электроснабжения с линиями связи, устройствами железнодорожной автоматики и питающими электросетями». В настоящее время работает в МИИТе, заведует кафедрой «Энергоснабжение электрифицированных железных дорог». Имеет более 300 научных трудов и патентов.

### Bader Mikhail

Was born in 1947. He has graduated from the Moscow State University of Railway Engineering (MIIT) with a specialization in «Power supply of the electrified railways» in 1975, Ph. D. in Technical Sciences, professor. He has defended a Ph. D. thesis on a topic «Electromagnetic compatibility in traction power supply system with feeders, railway automatic equipment and supply lines» in 1999. He has more than 300 treatises and patents.

# Определение установившейся температуры полупроводников автономного инвертора напряжения

// Determination of voltage source inverter semiconductor devices temperature in steady state //

**Космодамианский А.С., д.т. н., профессор,  
Стрекалов Н.Н.,  
МГУПС (МИИТ), г. Москва**

**Пугачев А.А., к.т. н., доцент,  
Брянский государственный технический университет, г. Брянск**

*В статье представлены используемые и перспективные типы автономных инверторов напряжения для нужд тягового преобразователя частоты. Показано, что наиболее оптимальными являются двухуровневый инвертор и трехуровневый инвертор с фиксирующими диодами. Рассмотрены формулы для численного и аналитического расчетов потерь мощности в полупроводниковых ключах. Рассчитаны потери мощности для рассматриваемых инверторов. Приведены эквивалентные тепловые схемы замещения полупроводникового ключа и силовых модулей для двух типов инверторов. Определены температуры полупроводников в установившемся режиме работы. Установлена граничная частота коммутации, при которой максимальные температуры двух- и трехуровневого инверторов совпадают.  
**Ключевые слова:** инвертор напряжения, тепловой режим, эквивалентная схема замещения, потери мощности, частота коммутации, модуляция.*

*The topologies of voltage source inverters implicated now and prospective for needs of traction frequency converters are considered. The two-level and three-level with clamped diodes voltage source inverters are shown to be an optimal choice due to a row of reasons. The equations for numerical and analytical approaches of power losses evaluation are analyzed. The power losses evaluation of the chosen two- and three-level inverters is carried out. The thermal equivalent circuits of the single semiconductor device and power module on its base for the two inverter topologies are presented. The temperatures of transistors and diodes in the steady state are determined. The boundary values of the switching frequency delivering equality of the maximum temperatures of two- and three-level inverters are extracted.*

*Keywords: voltage source inverter, thermal behavior, thermal equivalent circuit, power losses, switching frequency, modulation.*

Выбор типа тягового двигателя, преобразователя электроэнергии и их систем управления для реализации тяговых целей является ключевым вопросом при проектировании электропередачи тягового подвижного состава. Тяговый электропривод с асинхронными двигателями принят в качестве основного при проектировании современного подвижного состава. В настоящее время в таких электроприводах в качестве преобразователей электроэнергии применяются полупроводниковые преобразователи частоты. Традиционно при реализации подобных систем в качестве силового канала тягового электропривода использовались двухуровневые

автономные инверторы напряжения (рис. 1а), генерирующие 8 выходных векторов. В последние годы в электроприводе в качестве автономных инверторов напряжения начали активно применять трехуровневые инверторы. Основными целями их применения являются улучшение гармонического состава выходных напряжений и токов, увеличение частоты коммутации силовых ключей, уменьшение скорости изменения выходного напряжения, что приводит к меньшим габаритам выходных фильтров и реакторов (в случае их установки). На рис. 1б–г представлены основные варианты исполнений трехуровневого инвертора [1, 2].

Общим преимуществом каскадных схем является относительная простота алгоритмов модуляции. Недостатки подобных схем: необходимость в доступе к обоим концам обмотки статора (как показано на рис. 1б) или наличие двух не связанных общим потенциалом конденсаторов, что поднимает проблему выравнивания их зарядов. Преимуществами инверторов с фиксирующими диодами (рис. 1в) являются общее звено постоянного тока на все транзисторы, высокая энергоэффективность преобразования и небольшие потери мощности. Их недостатки: увеличенное число диодов, необходимость доступа к средней точке  $n$  звена постоянного тока. Основным преимуществом инверторов (рис. 1г) является повышенная устойчивость к просадкам или даже кратковременным исчезновениям питающего напряжения благодаря наличию большого количества конденсаторов. Однако дополнительные конденсаторы приводят к увеличению массогабаритных и стоимостных показателей, требуют наличия защитных цепей, обеспечивающих их заряд и разряд.

Анализ исследований [2, 3] показал, что по ряду причин, основные из которых указаны выше, наиболее широкое применение в электроприводе получили трехуровневые инверторы с фиксирующими диодами (рис. 1в).

В настоящей работе дана сравнительная оценка тепловых нагрузок на полупроводниковые элементы инверторов, выполненных по схемам (рис. 1а и 1в), как наиболее распространенных и перспективных в тяговом электроприводе.

Основной элементной базой автономных инверторов являются биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT – Isolated Gate Bipolar Transistor). Это обусловлено тем, что при работе и в режиме импульсного преобразователя постоянного напряжения,

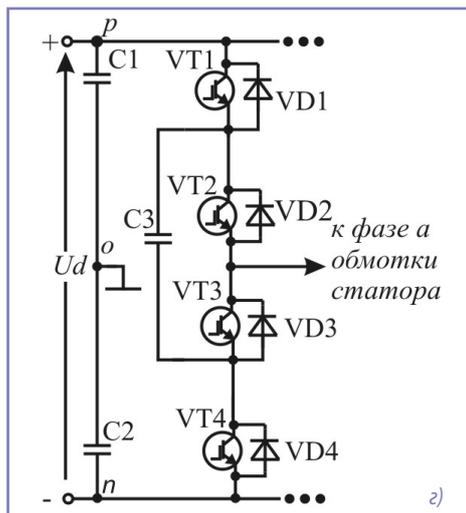
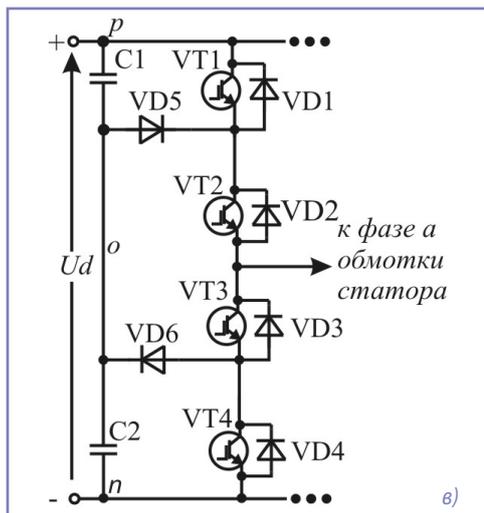
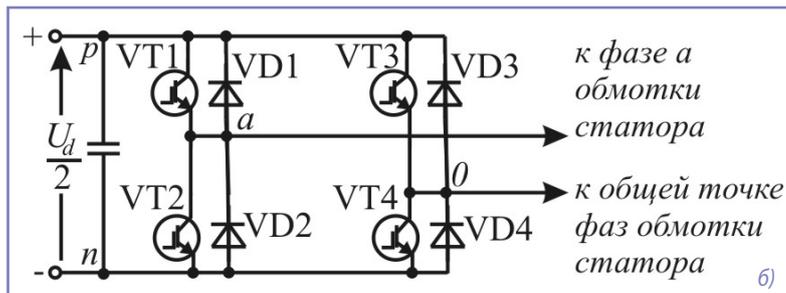
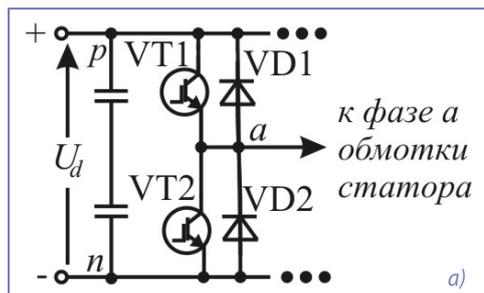


Рис. 1. Структуры одной фазы автономных инверторов напряжения: а – двухуровневый инвертор, б – каскадный трехуровневый инвертор, в – трехуровневый инвертор с фиксирующими диодами, г – трехуровневый инвертор с фиксирующими конденсаторами

и в режиме автономного инвертора напряжения наименьшие потери имеют силовые модули на основе IGBT. Параллельно транзисторам  $VT$  включаются диоды  $VD$  для обеспечения двухстороннего протекания тока. Потери мощности в полупроводниковом преобразователе частоты с автономным инвертором напряжения при питании его от неуправляемого выпрямителя определяются прежде всего потерями в вентилях неуправляемого выпрямителя, потерями в коммутирующих реакторах и различных фильтрах на входе и выходе преобразователя (в случае их установки), потерями в конденсаторе фильтра звена постоянного тока, потерями в силовых ключах автономного инвертора напряжения [4]. Очевидно, что при тепловом расчете полупроводниковых приборов необходим точный расчет последнего вида потерь.

Для исследования распределения температур примем допущение о симметричности всех фаз силовых ключей и обмотки статора. В этом случае для определения характера перегревов достаточно рассмотреть всего одну стойку ключей. При определении значений потерь также целесообразно ввести ряд упрощений: ток нагрузки (обмотки статора) является синусо-

идальным, величина «мертвого времени» переключения транзисторов не учитывается. Потери мощности в силовых ключах автономного инвертора напряжения складываются из электрических и коммутационных потерь. Электрические потери обусловлены, в основном, падением напряжения на  $pn$ -переходе при протекании прямого тока и зависят от тока статора как нагрузки инвертора, температуры кристалла полупроводника, способа и коэффициента модуляции, коэффициента мощности цепи статора. Коммутацион-

ные потери обусловлены процессами смены открытого/закрытого состояния ключей и зависят от тока нагрузки, напряжения в звене постоянного тока, температуры кристалла полупроводника, частоты коммутации, а также энергии коммутационных потерь.

При применении численного моделирования для расчета переходных процессов в электроприводе с преобразователем частоты целесообразно использовать следующие зависимости [5], определяющие потери за период коммутации  $T_k$ :

$$\Delta P_{эл, VT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi u_{кз}(i, \theta) I_{max} \sin(2\pi f_s t) \frac{1 + \mu(t)}{2} d(2\pi f_s t),$$

$$\Delta P_{эл, VD} = \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} u_{эк}(i, \theta) |I_{max} \sin(2\pi f_s t)| \frac{1 + \mu(t)}{2} d(2\pi f_s t),$$

$$\Delta P_{ком, VT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (E_{вкл}(i) + E_{выкл}(i)) \frac{U_{dc}}{U_{dc, ном}} \frac{1}{T_k} d(2\pi f_s t),$$

$$\Delta P_{ком, VD} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_{восс}(i) \frac{U_{dc}}{U_{dc, ном}} \frac{1}{T_k} d(2\pi f_s t),$$

где  $\Delta P_{эл, VT}$ ,  $\Delta P_{эл, VD}$ ,  $\Delta P_{ком, VT}$ ,  $\Delta P_{ком, VD}$  – электрические и коммутационные потери в соответствующих ключах,  $T_k$  – период коммутации транзисторов,  $E_{вкл}$  и  $E_{выкл}$  – энергия коммутационных потерь транзистора при замыкании и размыкании цепи коллектор-эмиттер соответственно,  $E_{восс}$  – энергия восстановления обратного сопротивления диода,  $i_{кз}$  – значение граничного падения напряжения перехода коллектор-эмиттер при прямом токе,  $U_{dc}$  – напряжение в звене постоянного тока, индекс «ном» соответствует номинальному режиму работы.

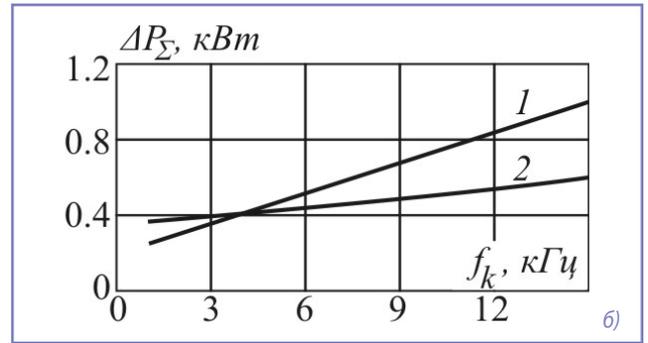
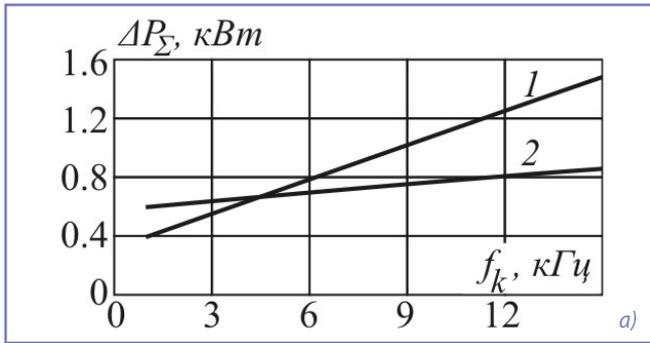


Рис. 2. Полные потери мощности в двух- (1) и трехуровневом (2) инверторах при моментах двигателя  $M = M_{ном}$  (а) и  $M = 0,7M_{ном}$  (б)

При аналитическом расчете с учетом продолжительности работы каждого транзистора на периоде коммутации можно использовать следующие зависимости [1].

Электрические потери в транзисторах двухуровневого инвертора

$$\Delta P_{эл,VT} = \frac{1}{2} \left( \frac{U_{пр}}{\pi} I_{max} + \frac{R_{диф}}{4} I_{max}^2 \right) + \mu \cos \varphi \left( \frac{U_{пр}}{8} I_{max} + \frac{R_{диф}}{3\pi} I_{max}^2 \right).$$

Электрические потери в диодах

$$\Delta P_{эл,VD} = \frac{1}{2} \left( \frac{U_{пр,д}}{\pi} I_{max} + \frac{R_{диф,д}}{4} I_{max}^2 \right) - \mu \cos \varphi \left( \frac{U_{пр,д}}{8} I_{max} + \frac{R_{диф,д}}{3\pi} I_{max}^2 \right),$$

где  $U_{пр,д}$  и  $R_{диф,д}$  – граничное падение напряжения и дифференциальное сопротивление при прямом токе диода соответственно.

Коммутационные потери в транзисторах двухуровневого инвертора

$$\Delta P_{ком} = \frac{f_k}{\pi} (E_{вкл} + E_{выкл}),$$

где  $f_k$  – частота коммутации транзисторов.

В трехуровневом инверторе электрические потери  $\Delta P_{эл}$  включают в себя потери в силовых транзисторах, фиксирующих и обратных диодах.

Электрические потери определяются выражением

$$\Delta P_{эл} = U_{пр} I_{ср} + I_{эф}^2 R_{диф},$$

где  $U_{пр}$  – граничное падение напряжения при прямом токе,  $I_{ср}$  и  $I_{эф}$  – среднее и эффективное значения прямого тока через ключ,  $R_{диф}$  – дифференциальное сопротивление ключа при прямом токе.

Ток через транзисторы VT1 и VT4

$$I_{ср} = \frac{\mu I_{max}}{4\pi} (\sin|\varphi| + (\pi - |\varphi|) \cos \varphi),$$

$$I_{эф}^2 = \frac{\mu I_{max}^2}{4\pi} \left( 1 + \frac{4}{3} \cos \varphi + \frac{1}{3} \cos(2\varphi) \right),$$

где  $I_{max}$  – максимальное значение тока,  $\varphi$  – фазовый сдвиг между током и напряжением.

Ток через транзисторы VT2 и VT3

$$I_{ср} = \frac{I_{max}}{\pi} - \frac{\mu I_{max}}{4\pi} (\sin|\varphi| - |\varphi| \cos \varphi),$$

$$I_{эф}^2 = \frac{I_{max}^2}{4} - \frac{\mu I_{max}^2}{4\pi} \left( 1 - \frac{4}{3} \cos \varphi + \frac{1}{3} \cos(2\varphi) \right).$$

Ток через диоды VD1–VD4

$$I_{ср} = \frac{\mu I_{max}}{4\pi} (\sin|\varphi| - |\varphi| \cos \varphi),$$

$$I_{эф}^2 = \frac{\mu I_{max}^2}{6\pi} (1 - \cos(2\varphi))^2.$$

Ток через фиксирующие диоды VD5 и VD6

$$I_{ср} = \frac{I_{max}}{\pi} - \frac{\mu I_{max}}{4\pi} \times$$

$$\times \left( \cos \varphi + \frac{2}{\pi} \sin|\varphi| - \frac{2\varphi}{\pi} \cos \varphi \right),$$

$$I_{эф}^2 = \frac{I_{max}^2}{4} - \frac{\mu I_{max}^2}{2\pi} \left( 1 + \frac{1}{3} \cos(2\varphi) \right).$$

Коммутационные потери транзисторов VT1 и VT4

$$\Delta P_{ком} = \frac{\sqrt{2} f_k}{\pi} (E_{вкл} + E_{выкл}) \left( \frac{1 + \cos(\varphi)}{2\pi} \right)^{0,4}.$$

Коммутационные потери транзисторов VT2 и VT3

$$\Delta P_{ком} = \frac{\sqrt{2} f_k}{\pi} (E_{вкл} + E_{выкл}) \left( \frac{1 - \cos(\varphi)}{2\pi} \right)^{0,4}.$$

Результаты расчетов мощности потерь, выполненные с использованием MATLAB, представлены на рис. 2. На рис. 2  $\Delta P_{\Sigma}$  – полные потери мощности в полупроводниках инвертора. При моделировании использовалась синусоидальная широтно-импульсная модуляция с коэффициентом модуляции  $\mu \sin(2\pi f_s t)$ . Параметры силовых ключей соответствуют параметрам ключей модуля FF300R12ME4 [6] для двухуровневого инвертора и F3L300R07PE4 [7] – для трехуровневого инвертора.

Электрические потери в обратных диодах VD1–VD4 трехуровневого инвертора оказываются незначительны (на порядок меньше потерь в фиксирующих диодах VD5, VD6), так как токи через силовые транзисторы замыкают-

ся преимущественно через фиксирующие диоды, которые работают под полной нагрузкой. Коммутационные потери в транзисторах VT2 и VT3 оказываются значительно меньше потерь в транзисторах VT1 и VT4. Анализ результатов, представленных на рис. 2, показывает, что потери в трехуровневом инверторе могут быть до 45% ниже, чем в двухуровневом, работающем на аналогичную нагрузку. Данное явление объясняется более высокими значениями прямого падения напряжения и коммутационных потерь в транзисторах двухуровневого инвертора и меньшим числом переключений транзисторов трехуровневого инвертора при той же самой несущей частоте. Разница коммутационных и, как следствие, полных потерь увеличивается с ростом частоты коммутации.

Одним из методов расчета температур полупроводниковых ключей является применение эквивалентных тепловых схем. Эквивалентная тепловая схема замещения полупроводникового ключа представляется многозвенной цепью, состоящей из резисторов и конденсаторов с переходными характеристиками, являющимися диаграммами одиночных импульсов, которые указывают в документации на транзистор и диод как тепловой отклик. Эквивалентная тепловая схема одного полупроводника показана на рис. 3.

На рис. 3  $Z_{mo-oc}$  – динамическое тепловое сопротивление «Теплоохладитель –

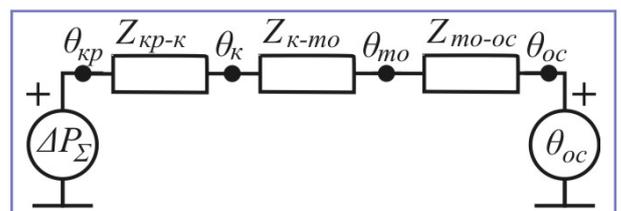


Рис. 3. Эквивалентная тепловая схема замещения полупроводникового ключа

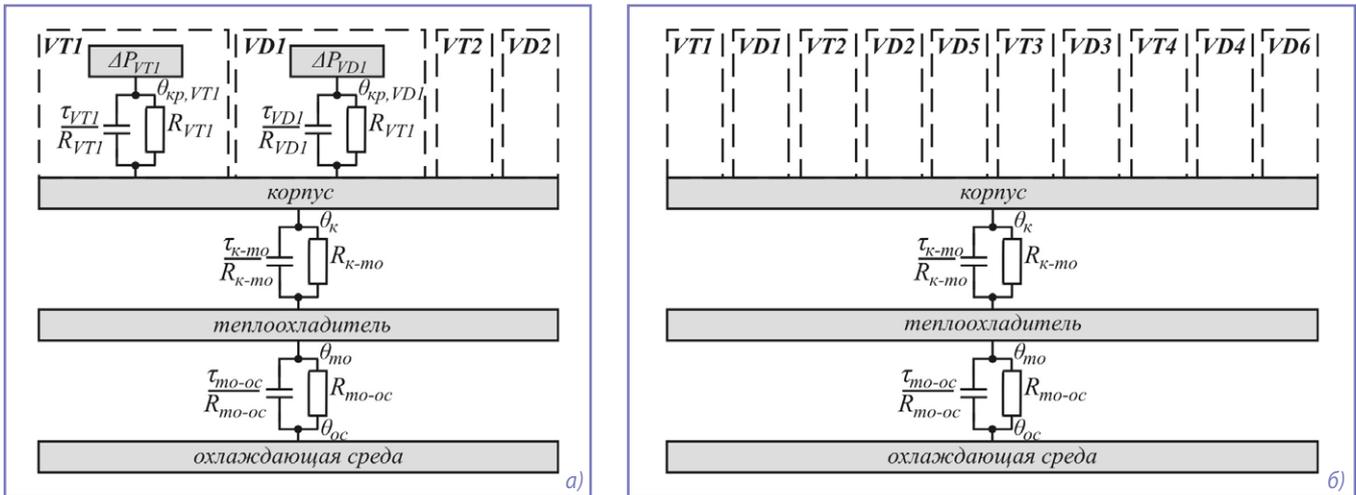


Рис. 4. Эквивалентные тепловые схемы для одного модуля двухуровневого (а) и трехуровневого инверторов (б)

охлаждающая среда»,  $Z_{к-мо}$  – динамическое тепловое сопротивление «Корпус – теплоохладитель»,  $Z_{кр-к}$  – динамическое тепловое сопротивление «Кристалл – корпус полупроводникового ключа»,  $\theta_{мо}$ ,  $\theta_{кр}$ ,  $\theta_{кр}$  – температуры теплоохладителя, корпуса и кристалла полупроводника,  $\theta_{ос}$  – температура охлаждающей среды. Суммарные потери мощности  $\Delta P_{\Sigma}$  на рис. 3 представляют собой источник тока, температура охлаждающей среды  $\theta_{ос}$  – источник напряжения. При исследовании установившихся режимов динамическое тепловое сопротивление можно представить следующим образом:

$$Z_{x-y}(t) = R_{x-y} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{x-y}}} \right),$$

где  $R_{x-y}$  – тепловое сопротивление между сопряженными узлами  $x$  и  $y$ ,  $\tau_{x-y}$  – постоянная времени теплового переходного процесса.

Исходя из схемы замещения (рис. 3) установившееся среднее значение температуры кристалла может быть выражено следующим образом:

$$\theta_{кр} = \theta_{ос} + \Delta P_{\Sigma} \sum R_{x-y}. \quad (1)$$

Более детальная тепловая схема замещения показана на рис. 4а для двух-

уровневого инвертора и рис. 4б – для трехуровневого инвертора с фиксирующими диодами для одного модуля, представляющего одну стойку (фазу) соответствующего инвертора. Следует иметь в виду, что в основном на одном теплоохладителе устанавливаются корпусы всех трех модулей автономного инвертора. Схемы (рис. 4) отражают реальную картину распределения температур при симметричности всех фаз силовых ключей и обмотки статора. В противном случае необходимо учитывать все три фазы инвертора.

Исходя из схемы замещения (рис. 4) установившееся среднее значение температуры кристалла (например, транзистора  $VT1$ ) может быть выражено следующим образом:

$$\theta_{кр} = \theta_{ос} + \Delta P_{\Sigma} R_{то-ос} + \Delta P_{\Sigma} R_{к-то} + \Delta P_{VT1} R_{кр-к}, \quad (2)$$

где  $\Delta P_{VT1}$  – потери мощности в транзисторе  $VT1$ .

Очевидно, что формула (2) дает более точное представление о температуре кристаллов, чем формула (1), так как на тепловом сопротивлении «Кристалл – корпус»  $R_{кр-к}$  транзистора  $VT1$

происходит выделение потерь только рассматриваемого транзистора.

Результаты расчета температур полупроводниковых модулей показаны на рис. 5. Следует отметить тот факт, что для выбранных модулей температуры полупроводников двухуровневого инвертора начинают превышать температуры полупроводников трехуровневого инвертора при частоте коммутации выше 6 кГц. Наиболее нагретыми в двухуровневом инверторе оказываются транзисторы, в то время как в трехуровневом температура одного из транзисторов сопоставима с температурой фиксирующих диодов, что объясняется их большей токовой нагрузкой. Анализ зависимости температуры от глубины модуляции показал, что с уменьшением глубины модуляции  $\mu$ , которое приводит к соответствующему уменьшению частоты тока статора и частоты вращения вала двигателя, происходит снижение частоты коммутации, при которой температура силовых ключей двухуровневого инвертора начинает превышать температуру ключей трехуровневого инвертора. Вместе с этим разница в значениях температур между отдельными узлами полупроводников возрастает с увеличением  $\mu$ .

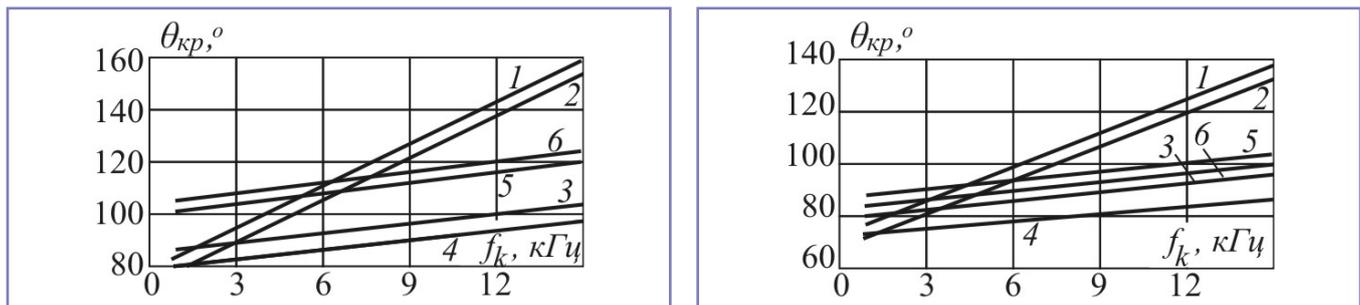


Рис. 5. Температура кристаллов полупроводников двухуровневого (рис. 1а) (1 –  $\theta_{кр, VT1}$ , 2 –  $\theta_{кр, VD1}$ ) и трехуровневого инверторов (рис. 1б) (3 –  $\theta_{кр, VT1}$ , 4 –  $\theta_{кр, VT2}$ , 5 –  $\theta_{кр, VD1}$ , 6 –  $\theta_{кр, VD5}$ ) при моментах двигателя  $M = M_{ном}$  (а) и  $M = 0,7M_{ном}$  (б)

Выбор частоты коммутации является комплексной задачей и лежит не только в области нагрева полупроводников. Так, максимальное значение частоты коммутации ограничено прежде всего временем включения  $t_{вкл}$  и выключения  $t_{выкл}$  силового ключа. Минимальное значение частоты коммутации должно соответствовать требованию удовлетворительного гармонического состава тока статора асинхронного двигателя, который, в свою очередь, влияет на нагрев обмоток статора и ротора и величину пульсаций момента [8, 9]. Таким образом, если максимальное значение  $f_k$  является функцией самих полупроводников и мало зависит от вида нагрузки и ее характеристик, то минимальное значение частоты коммутации зависит прежде всего от свойств нагрузки. Существуют также исследования [10, 11], в которых предлагается изменением частоты коммутации регулировать колебания и среднее значение температуры силовых ключей, что приводит к работе инвертора с переменной частотой коммутации. Все это приводит к дополнительным трудностям при выборе оптимальной схемы преобразователя частоты для тягового электропривода.

Таким образом, проведенное исследование показало, что применение трехуровневых инверторов с точки зрения тепловой нагрузки полупроводниковых элементов целесообразно в зоне средних и высоких частот коммутации. Для рассматриваемого в статье модуля граничное значение частоты коммутации составляет примерно 6 кГц.

### **Литература**

1. Космодамианский А.С. Применение тяговых электроприводов с двух- и трехуровневыми автономными инверторами напряжения / А.С. Космодамианский, В.И. Воробьев, А.А. Пугачев // Наука и техника транспорта, 2013. – № 1. – С. 74–83.
2. Staudt I. 3L NPC & TNPC Topology / I. Staudt // Semikron. Application note AN11001, 2012. – P. 12.
3. Иньков Ю.М. Потери мощности в асинхронных тяговых двигателях перспективного электроподвижного состава / Ю.М. Иньков, Т.Н. Фадейкин, Я.А. Бредихина // Электротехника. – 2014. – № 8. – С. 44–47.

4. Браславский И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод / И.Я. Браславский, З.Н. Ишматов, В.Н. Поляков. – М.: Академия, 2004. – 256 с.
5. Система управления тягового электропривода с контролем температуры теплонагруженных элементов / А.С. Космодамианский и др. // Электротехника. – 2014. – № 8. – С. 38–43.
6. FF300R12ME4. Technical information. Режим доступа: <http://www.infineon.com>.
7. F3L300R07PE4. Technical information. Режим доступа: <http://www.infineon.com>.
8. Космодамианский А.С. Прямое управление моментом асинхронных двигателей при их питании от одного преобразователя частоты / А.С. Космодамианский, В.И. Воробьев, А.А. Пугачев // Электротехника. – 2015. – № 9. – С. 29–35.
9. Пугачев А.А. Система управления тяговым асинхронным двигателем с минимизацией мощности потерь / А.А. Пугачев, В.И. Воробьев, А.С. Космодамианский // Вестник Брянского государственного технического университета. – 2015. – № 2 (46). – С. 55–61.
10. Junke W., Luowei Z., Pengju S., Xiong D. Control of IGBT junction temperature in small-scale wind power converter // 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition, 2014. – P. 41–48.
11. Murdock D.A., Ramos Torres J.E., Connors J.J., Lorenz R.D. Active thermal control of power electronics module // IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 2, March/april 2006. – P. 552–558.

### **Космодамианский Андрей Сергеевич**

В 1981 году окончил Омский государственный университет путей сообщения. Доктор технических наук, профессор. В 2002 году защитил докторскую диссертацию по теме «Теоретические основы и разработка систем регулирования температуры тяговых электрических машин локомотивов». Опыт работы – 34 года. В настоящее время работает заведующим кафедрой «Тяговый подвижной состав» Московского государственного университета путей сообщения. Имеет свыше 190 научных трудов, более 60 патентов.

### **Стрекалов Николай Николаевич**

Родился в 1979 году. В 2003 году окончил Московский государственный университет путей сообщения по специальности «Локомотивы». Опыт работы – 15 лет. В настоящее время

работает старшим преподавателем кафедры «Тяговый подвижной состав» Московского государственного университета путей сообщения. Имеет 15 научных трудов, 14 патентов.

### **Пугачев Александр Анатольевич**

В 2006 году окончил Брянский государственный технический университет. Кандидат технических наук, доцент. В 2009 году защитил диссертацию по теме «Регулируемый электропривод вспомогательных агрегатов подвижного состава с асинхронным двигателем, имеющим поворотный статор». Опыт работы – 10 лет. В настоящее время работает доцентом кафедры «Электронные, радиоэлектронные и электротехнические системы» Брянского государственного технического университета. Имеет свыше 80 научных трудов, 20 патентов.

### **Kosmodamianskiy Andrey**

In 1981 he graduated from Omskiy State Railroads University. A Doctor of Engineering Science, professor. In 2002 he defended a doctorate thesis on the subject «Theoretical foundations and development of temperature regulation systems of traction electrical machines of locomotives». Work experience – 34 years. At present he works as head of the department «Traction rolling equipment» at Moscow State University of Railway Engineering (MIIT). He has more than 190 scientific works, more than 60 patents.

### **Strekalov Nikolay**

Was born in 1979. In 2003 he graduated from Moscow State University of Railway Engineering majoring in «Locomotives». He has 15 years of work experience. At present he works as Head teacher of «Traction equipment» department at Moscow State University of Railway Engineering. He has 15 scientific papers, 14 patents.

### **Pugachev Alexander**

In 2006 he graduated from Bryanskiy State Technical University. He is a candidate of Engineering Science, associated professor. In 2009 he defended a thesis on the subject «Regulated electric motor drive of auxiliary units of rolling equipment with induction motor with rotating stator». Work experience – 10 years. At present he works as associated professor at the department «Electronic, radioelectronic and electro-technical systems» in Bryanskiy State Technical University. He has more than 80 scientific works, 20 patents.

# Применение генетических алгоритмов к решению задачи планирования работы электроподвижного состава метрополитена

// Application of genetic algorithms for underground electric trains scheduling problems //

**Сидоренко В.Г., д.т.н., профессор,  
Чжо М.А.,  
МГУПС (МИИТ), г. Москва**

*В работе проанализированы различные подходы к организации технического обслуживания электроподвижного состава метрополитена как основы обеспечения безопасности сложных транспортных систем. Представлены результаты решения задачи с использованием генетического алгоритма. Ключевые слова: электроподвижной состав, техническое обслуживание, генетический алгоритм.*

*This paper analyzes the different approaches to the technical maintenance of electric subway trains based on the safety of complex transport systems. The results were obtained from using the genetic algorithm. Keywords: electric trains, technical maintenance, genetic algorithm.*

Задача планирования работы электроподвижного состава (ЭПС) метрополитена тесно связана с задачей планирования движения пассажирских поездов. Их совместному решению различными методами посвящено множество работ.

В работе [1] эта задача рассматривается как классическая задача о назначениях.

В работе [2] выполнена строгая формализация задачи построения планирования технического обслуживания электроподвижного состава (ЭПС) метрополитена, построения графика оборота ЭПС (ГО), и приведено ее решение с использованием методов теории графов и принципа оптимальности Беллмана. Разработанный в статье метод решения задачи дает возможность получить все множество допустимых назначений обслуживаний и выбрать то, которое, с одной стороны, будет соответствовать плановому графику движения поездов метрополитена (ПГД), а с другой – минимально отличаться от оптимального по выбранному критерию, что имеет большое практическое значение.

Оценка сверху мощности множества полученных вариантов построения ГО имеет порядок  $10^9$  [2]. Их перебор требует значительных затрат времени. Поэтому актуальной является задача сокращения времени, затрачиваемого

на построение прототипа ГО. Эта задача приобретает особую актуальность в связи с тем, что в процессе согласования ПГД и ГО может возникнуть задача неоднократной модификации прототипа ГО с учетом изменения исходных данных. В связи с этим в ходе выполненных авторами исследований для решения задачи был применен генетический алгоритм (ГА) [3].

Введем основные термины, используемые при описании генетического алгоритма [3].

Популяция – конечное множество особей, рассматриваемое на итерации эволюции.

Особь – генотип либо единичная хромосома, если генотип состоит из одной хромосомы.

Хромосома – упорядоченные последовательности генов.

Ген – атомарный элемент генотипа, в частности, хромосомы.

Генотип – набор хромосом особи.

Локус – местоположение определенного гена на генетической карте хромосомы.

Аллель – форма состояния генов, занимающих одни и те же локусы в хромосомах.

Фитнес-функция – мера точности решения или мера удовлетворения решению задачи.

Мутация – стойкое (то есть такое, которое может быть унаследовано потомками данной клетки или организма) изменение генотипа, происходящее под влиянием внешней или внутренней среды. Мутация изменяет одно или несколько значений генов в хромосоме.

Кроссинговер – основной генетический оператор, за счет которого производится обмен генетическим материалом между особями, моделирует процесс скрещивания особей.

Эволюция – процесс изменения популяции до момента выполнения критерия останова алгоритма.

Ключевыми моментами создания ГА, предназначенного для решения задачи построения ГО, являются:

- описание хромосомы;
- описание фитнес-функции для каждой хромосомы в популяции;
- создание способа кроссинговера, учитывающего особенности задачи.

Весь период эксплуатации ЭПС может рассматриваться как совокупность интервалов времени между моментами выхода состава из депо и захода обратно в соответствии с требованиями ПГД. Подразумевается, что в депо всегда проводится обслуживание.

В некоторых случаях продолжительность нахождения состава вне депо в движении может превышать допустимый интервал времени между двумя техническими обслуживаниями (ремонтами или осмотрами ЭПС) (ТО). В этом случае возникает задача выбора времени и места проведения ТО дополнительными силами и средствами (возможно, вне депо).

Задача построения ГО в этом случае может быть формализована следующим образом: при заданном ПГД (моментах выхода составов из депо и захода обратно), ресурсах проведения ТО и ограничении сверху на допустимый интервал времени между двумя ТО составить ГО таким образом, чтобы минимизировать количество выполненных

обслуживаний и распределить их максимально равномерно [2].

Критерий равномерности ТО  $R_R$  определяется следующим образом:

$$R_R(x_1, \dots, x_{N_{sr}}) = \min_{x_1, \dots, x_k} \sum_{k=1}^{N_{sr}} f(x_k), \quad (1)$$

где  $x_k$  – переменная, отражающая факт выбора кандидата для проведения  $k$ -го ТО, значение переменной равно номеру использованного кандидата  $1 \leq x_k \leq N_k$ , где  $N_k$  – количество кандидатов;

$\mathbf{k}$  – кандидат – кортеж, описывающий ресурсы, используемые для проведения обслуживания. Компонентами кортежа  $\mathbf{k} = (p, t_b)$  являются:

$\mathbf{k}$ :  $p$  – место проведения обслуживания;

$\mathbf{k}$ :  $t_b$  – время начала обслуживания;

$N_{sr}$  – минимальное количество ТО, которые должны быть выполнены в соответствии с требованиями безопасности;

$f(x_k)$  – функция, отражающая возможность и рациональность использования кандидата  $x_k$  для проведения  $k$ -го ТО с точки зрения равномерности.

$$f(x_k) = \begin{cases} (\mathbf{w}_k : t_{des} - \mathbf{k}_{x_k} : t_b)^2, \\ \text{если } \mathbf{w}_k : t_{min} \leq \mathbf{k}_{x_k} : t_b \leq \mathbf{w}_k : t_{max} \text{ и} \\ \mathbf{k}_{x_k} : p \text{ допустимо для } k\text{-го ТО,} \\ \mu - \text{в противном случае} \end{cases} \quad (2)$$

Если время начала выбранного кандидата  $\mathbf{k}_{x_k} : t_b$  находится внутри допустимого для  $k$ -го ТО интервала времени для начала проведения, то функция  $R_R$  равна квадрату отклонения реального времени начала ТО от желаемого.

При невыполнении указанного условия или при отсутствии возможности проведения обслуживания конкретного состава в месте проведения обслуживания  $\mathbf{k}$ :  $p$  (кандидат и состав приписаны к разным депо) функция  $R_R$  равна функции штрафа.

$\mu$  – функция штрафа, имеющая значение, значительно превышающее верхнюю границу области допустимых значений величины  $(\mathbf{w}_k : t_{des} - \mathbf{k}_{x_k} : t_b)^2$ .

Для каждого из ТО, которые необходимо выполнить, определяется окно возможностей. Окно возможностей  $\mathbf{w} = (t_{max}, t_{min}, t_{des})$  – это кортеж, компонентами которого являются:

$\mathbf{w}$ :  $t_{min}$  – минимальное время начала проведения ТО;

$\mathbf{w}$ :  $t_{max}$  – максимальное время начала проведения ТО;

$\mathbf{w}$ :  $t_{des}$  – желаемое время начала проведения ТО – это время начала обслуживания, при выполнении которого все обслуживания между моментами выхода из депо и захода в него отстоят один от другого на одинаковые промежутки времени.

Величины  $\mathbf{w}$ :  $t_{min}$  и  $\mathbf{w}$ :  $t_{max}$  задаются таким образом, чтобы количество ТО, которые необходимо выполнить, не превышало минимальное количество ТО, которые должны быть выполнены в соответствии с требованиями безопасности, и одновременно не превышался допустимый интервал времени между двумя ТО.

Таким образом, при описании хромосомы в качестве множества локусов выступает множество ТО, которые должны быть выполнены, а в качестве множества аллелей – множество кандидатов, значение аллели равно номеру кандидата в упорядоченном множестве кандидатов; значение аллели изменяется в пределах от  $1_k$  до  $N_k$ ; вычисление фитнес-функции для каждой хромосомы (особи или генотипа) в популяции производится с точки зрения равномерного распределения обслуживания в соответствии с выражением (2).

Особенностью задачи построения ГО, не позволяющей применить для ее решения классические методы решения задачи о назначениях, например, Венгерский алгоритм [4], является зависимость параметров окна возможностей не первого после выхода состава из депо ТО от того, какие кандидаты были использованы для проведения предшествующих ТО. Это иллюстрируют рис. 1–4.

На рис. 1 представлены времена проведения ТО для всех кандидатов. Для проведения ТО используются два линейных пункта технического осмотра (ПТО) с равными возможностями и графиками работы. В каждом из ПТО в течение дня можно проводить по 19 ТО. На всех графиках оси времени оцифрованы в условных единицах.

На рис. 2 представлены результаты предварительного расчета окон возможностей для всех ТО, которые необходимо провести. Девятое и десятое ТО ( $k = 9$  и  $k = 10$ ) не разделены заходом в депо, следовательно, после назначения кандидата для проведения девятого ТО ( $k = 9$ ) окно возможностей проведения десятого ТО ( $k = 10$ ) может измениться.

По информации, имеющейся на рис. 1 и 2, можно определить, что в исходные окна возможностей девятого и десятого ТО попадают следующие кандидаты:

- для  $k = 9$  подходят 1–3 и 13–19 кандидаты, относящиеся к первому ПТО, и 20–22 и 32–38 кандидаты, относящиеся ко второму ПТО;
- для  $k = 10$  подходят 1–6 и 17–19 кандидаты, относящиеся к первому ПТО, и 20–25 и 36–38 кандидаты, относящиеся ко второму ПТО.

На рис. 3 представлены результаты расчета функции  $f(x_k)$ , отражающей возможность и рациональность использования кандидата  $x_k$  для проведения  $k$ -го ТО с точки зрения равномерности, для  $k = 9$ . Это первое после выхода состава из депо ТО, поэтому зависимости возможности назначения кандидата для его проведения от кандидатов, которые были использованы для проведения предшествующих ТО, нет.

На рис. 4 представлены результаты расчета функции  $f(x_k)$ , отражающей возможность и рациональность использования кандидата  $x_k$  для проведения  $k$ -го ТО с точки зрения равномерности, для  $k = 10$ . Это второе после выхода состава из депо ТО, поэтому присутствует



Рис. 1. Времена проведения ТО для всех кандидатов

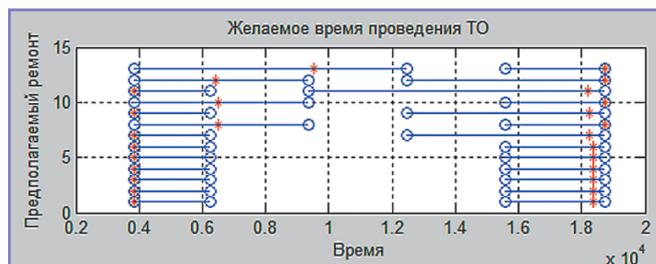


Рис. 2. Результаты предварительного расчета окон возможностей для всех ТО

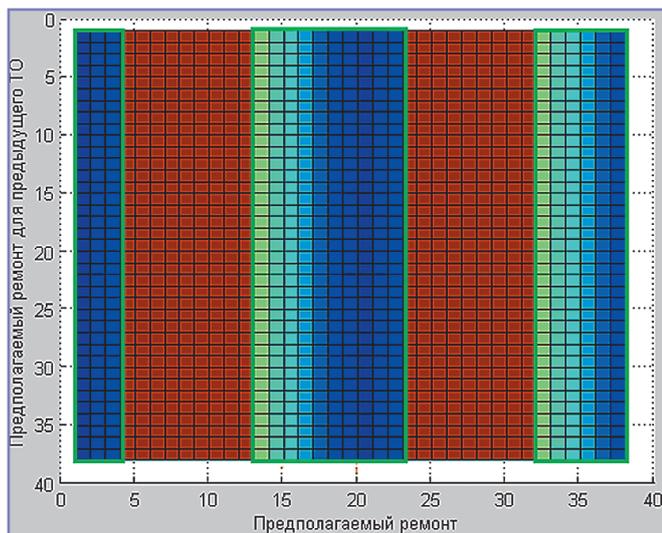


Рис. 3. Результаты расчета функции  $f(x_k)$ , отражающей возможность и рациональность использования кандидата  $x_k$  для проведения  $k$ -го ТО с точки зрения равномерности, для  $k = 9$

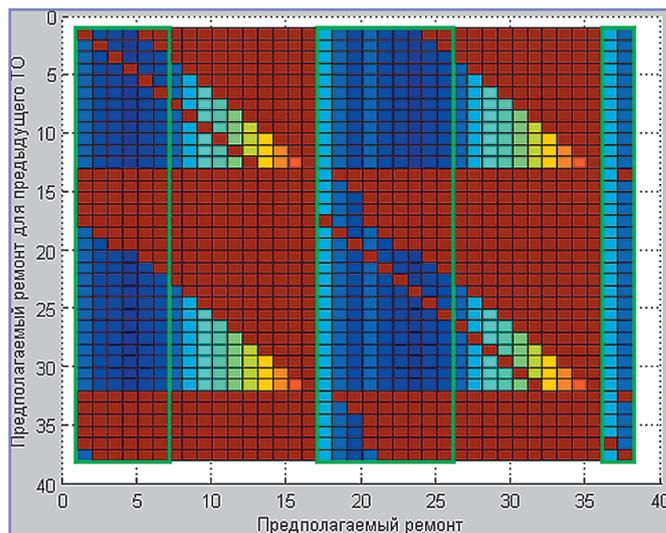


Рис. 4. Результаты расчета функции  $f(x_k)$ , отражающей возможность и рациональность использования кандидата  $x_k$  для проведения  $k$ -го ТО с точки зрения равномерности, для  $k = 10$

зависимость возможности назначения кандидата для его проведения от кандидатов, которые были использованы для проведения предшествующих ТО. Из представленного графика видно, что наличие такой связи не влияет на количество возможностей для проведения ТО, а лишь перераспределяет их.

На рис. 3–4 красным цветом отмечены те кандидаты, использование которых недопустимо. Внутри прямоугольников с зеленым контуром находятся те кандидаты, которые соответствуют исходным окнам возможностей ТО.

Эволюция начинается из популяции случайно сгенерированных особей и представляет собой итеративный процесс, на каждом шаге которого формируется новая популяция из следующих составляющих:

- особи с наилучшими значениями фитнес-функции, входящие в состав текущей популяции;
- особи, полученные в результате кроссингвера особей, выбранных в качестве родителей из состава текущей популяции;
- особи, полученные в результате мутаций особей, выбранных в качестве родителей из состава текущей популяции.

Действия кроссингвера и мутации могут выполняться в соответствии с различными алгоритмами. Авторами исследована возможность применения для решения задачи построения ГО различных типов кроссингвера [3].

При одноточечном и двухточечном кроссингверах появляются два потомка. При одноточечном кроссингвере

случайным образом определяется локус, левее которого, включая указанный локус, хромосома одного потомка является копией хромосомы одного родителя, а правее – другого. У второго потомка наоборот: левее выбранного локуса, включая его самого, хромосома является копией хромосомы второго родителя, а правее – первого.

При двухточечном кроссингвере случайным образом определяются значения двух локусов. У первого потомка между выбранными локусами, включая их самих, хромосома является копией хромосомы первого родителя, а вне – второго. У второго потомка наоборот: между выбранными локусами, включая их самих, хромосома является копией хромосомы второго родителя, а правее – первого.

При арифметическом кроссингвере аллель гена потомка определяется как среднее арифметическое аллелей генов родителей, имеющих тот же локус, с учетом ограничений на область допустимых значений.

При эвристическом кроссингвере хромосома потомка является концом вектора, полученного путем умножения исходного вектора на константу, большую единицы. Началом исходного вектора является хромосома родителя с худшим значением фитнес-функции, концом – хромосома родителя с лучшим значением фитнес-функции. Начала исходного и результирующего векторов совпадают. При изменении длины вектора учитываются ограничения на область допустимых значений.

При промежуточном кроссингвере аллель гена потомка определяется как средневзвешенное значение аллелей генов родителей, имеющих тот же локус, с учетом ограничений на область допустимых значений. Сумма весов аллелей родителя равна единице, веса определяются пользователем алгоритма.

При рассеянном (равномерном) кроссингвере аллель гена потомка равен аллели гена одного из родителей, имеющего тот же локус; выбор родителя осуществляется случайным образом.

Компоненты кортежа  $\mathbf{k} = (p, t_b)$ , описывающего кандидата, имеют разную природу: время  $\mathbf{k}: t_b$  и место  $\mathbf{k}: p$ . При таких способах кроссингвера, как арифметический, эвристический и промежуточный, это необходимо учесть. Есть два варианта реализации этих типов кроссингвера.

При первом способе кроссингвер применяется непосредственно к номерам кандидата в упорядоченном множестве кандидатов. Значение аллели изменяется в пределах от  $1_k$  до  $N_k$ .

При втором способе действия применяются отдельно к каждому компоненту кортежа, и по полученным значениям определяется номер кандидата в упорядоченном множестве кандидатов, который определяет значение аллели.

К компоненте времени  $\mathbf{k}: t_b$  применяется непосредственно используемый тип кроссингвера (арифметический, эвристический и промежуточный).

К компоненте места  $\mathbf{k}: p$  применяется рассеянный (равномерный) тип кроссингвера.

Авторами с использованием пакета прикладных программ для решения задач технических вычислений MATLAB разработано программное обеспечение, реализующее ГА применительно к решению задачи построения ГО. Исследовано функционирование алгоритма при различных типах кроссинговера и количественных параметрах.

### **Литература**

1. Жербина А.И. Расчет на ЭВМ графика оборота составов метрополитена / А.И. Жербина // Тр. МИИТа. – 1978. – № 612. – С. 100–105.
2. Сидоренко В.Г. Метод эффективного планирования обслуживания с применением теории графов / В.Г. Сидоренко, К.М. Филипенко // Информатизация образования и науки. – М.: ФГАУ ГНИИ ИТТ «Информика». – 2015. – Vol. 4. – № 28. – С. 123–132.
3. Рутковская Д. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. 2-е изд. / Д. Рутковская, М. Пилиньский, Л. Рутковский. – М: Горячая линия-Телеком, 2008. – 452 с.
4. Форд Л.Р. Потоки в сетях / Л.Р. Форд, Д.Р. Фалкерсон. – М.: Издательство «Мир», 1966. – 276 с.

#### **Сидоренко Валентина Геннадьевна**

Родилась в 1972 году. В 1994 году окончила Московский институт инженеров транспорта (МИИТ) по специальности «Автоматика и управление в технических системах». Доктор технических наук, профессор. В 2004 году защитила диссертацию по теме «Методологическое и алгоритмическое обеспечение автоматизации управления движением поездов метрополитена». Опыт работы – более 20 лет. В настоящее время работает профессором кафедры «Управление и защита информации» МГУПС (МИИТ). Имеет 164 научных труда.

#### **Чжо Мин Аунг**

Родился в 1991 году. В 2014 году окончил Московский государственный университет путей сообщения (МИИТ) по специальности «Управление и информатика в технических системах». В настоящее время учится в аспирантуре кафедры «Управление и защита ин-

формации» МГУПС (МИИТ). Имеет 5 научных трудов.

#### **Sidorenko Valentina**

Was born in 1972. In 1994 she graduated from Moscow State University of Railway Engineering majoring in «Automation and control in engineering systems». She is Doctor of Technical science, professor. In 2004 she defended the thesis, the subject of dissertation «Methodological and algorithmic support of underground train automation control». She has more than 20 years of work experience. At present works as professor at «Management and data protection» department. She has 164 scientific works.

#### **Zhuo Ming Aung**

Was born in 1991. In 2014 he graduated from Moscow State University of Railway Engineering majoring in «Automation and control in engineering systems». At present he studies in postgraduate school of «Management and data protection» department of Moscow State University of Railway Engineering. He has 5 scientific works.

# Оценки погрешности и помехоустойчивости тракта аналого-цифрового преобразования в системах автоматического контроля и управления

// Evaluation of accuracy and noise immunity tract analog-to-digital conversion in systems of automatic control //

Баранов Л.А., д.т.н.,  
Яцкова Т.А.,  
МГУПС (МИИТ), г. Москва

Разработана методика расчета оценок погрешностей и помехоустойчивости аналого-цифрового преобразования случайных сигналов при воздействии аддитивных помех. Рассмотрены цифровые и аналоговые методы усреднения сигнала и помехи на шаге временной дискретизации с целью повышения помехоустойчивости. Получены выражения оценок погрешностей и помехоустойчивости аналого-цифрового преобразования для широкого класса случайных процессов.

Ключевые слова: аналого-цифровое преобразование, автокорреляционная функция, аддитивная помеха, дисперсия погрешности, отношение мощности помехи к мощности сигнала, импульсная система, квантование по уровню, временная дискретизация.

Использование цифровой техники в системах управления, передачи информации, контроля и измерения обусловило необходимость применения аналого-цифрового преобразования. В частности, цифровые методы реализуются при измерении сигналов и помех в рельсовых цепях систем обеспечения безопасности движения [1], при построении цифровых интеллектуальных защит тяговых подстанций [2], [3], [4], для ввода информации в системах автоведения [5].

Аналого-цифровому преобразованию присущи методические погрешности, определяемые квантованием по уровню, временной дискретизацией при фиксированном способе восстановления аналогового сигнала. Так как аналоговому сигналу сопутствует помеха, вопросы устойчивости преобразования всегда актуальны. В данной работе рассмотрены оценки погрешности и помехоустойчивости преобразования с учетом усреднения цифровых отсчетов как метода борьбы с аддитивной помехой.

A technique was developed to calculate estimates of errors and noise immunity analog-to-digital transformation of random signals when exposed to additive noise. Reviewed digital and analog methods of averaging signal and noise on the step of the time discretization with the aim to improve noise immunity. The obtained expression estimates of errors and noise immunity analog-to-digital conversion for a wide class of random processes.

Keywords: analog-to-digital conversion, autocorrelation function, additive interference, the error dispersion, the ratio of interference power to signal power, pulse system, quantization level, the temporal discretization.

Полученные результаты базируются на общем методологическом подходе, изложенном в монографии [6], и дополняют работы [3], [4] в части рассмотрения различных моделей случайных помех и систематизации результатов оценок погрешностей и помехоустойчивости.

Рассматриваются модели аналого-цифрового преобразования, представленные на рис. 1.

Здесь  $x$  – аналоговый входной сигнал,  $\lambda$  – аддитивная помеха, некоррелированная с сигналом,  $\gamma(y)$  – погрешность квантования по уровню на выходе идеального квантователя (рис. 2а), как функция сигнала  $y$  на его входе (рис. 2б).

Очевидно, что  $-\frac{q}{2} \leq \gamma_{\text{КВ}} \leq \frac{q}{2}$ , где  $q$  – шаг квантования по уровню.

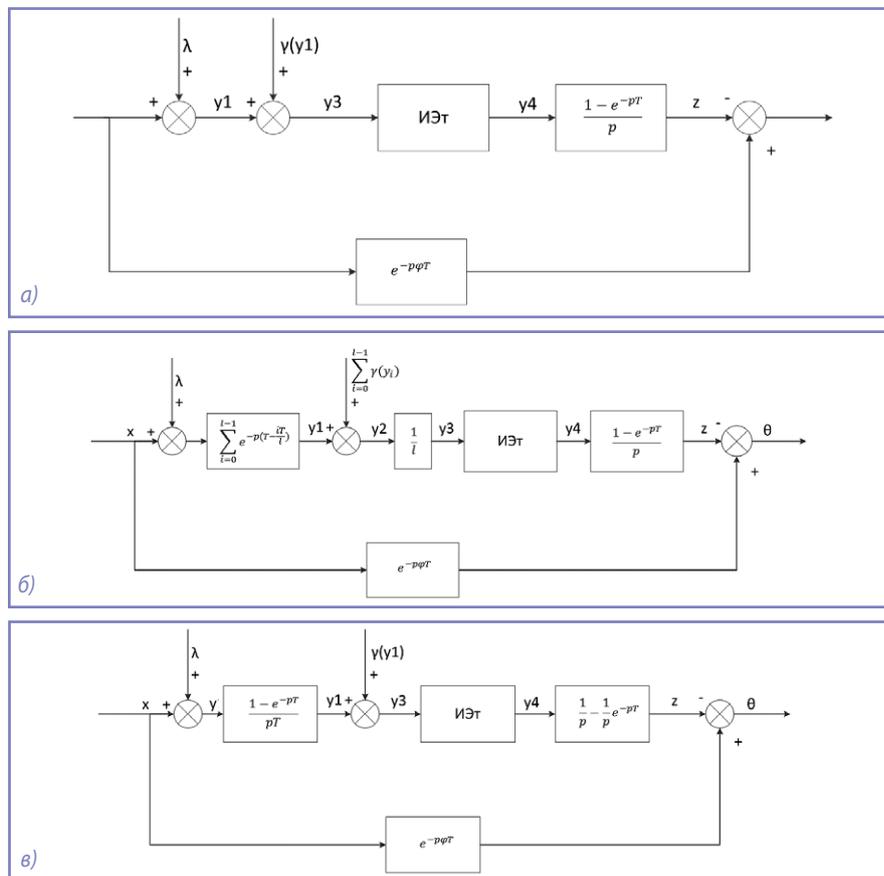


Рис. 1. Модели аналого-цифрового преобразования:

а) первая модель, б) вторая модель, в) третья модель

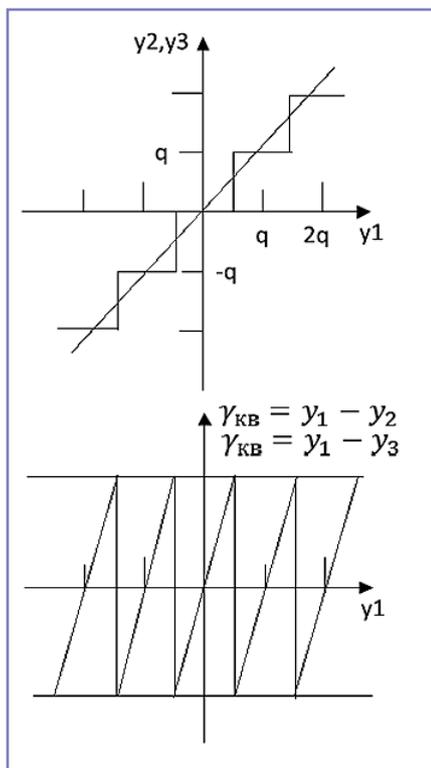


Рис. 2. Квантование по уровню

Если  $n$  – разрядность аналого-цифрового преобразования, а  $(y_{max} - y_{min})$  – диапазон изменения сигнала  $y$ , то

$$q = \frac{y_{max} - y_{min}}{2^n - 1}. \quad (1)$$

Так, при  $n = 8$ , что соответствует разрядности типового АЦП, относительная максимальная погрешность квантования по уровню, приведенная к диапазону изменения преобразуемой величины, составляет

$$\delta_{КВ} = \frac{q \cdot 100\%}{2(y_{max} - y_{min})} = \frac{(y_{max} - y_{min}) \cdot 100\%}{2(2^n - 1)(y_{1max} - y_{1min})} = 0,2\%.$$

Если дисперсия сигнала  $y_1$  много больше  $q^2$ , что, как правило, имеет место, дисперсия погрешности квантования [6], [7] равна

$$\bar{Y}_{КВ}^2 = \frac{q^2}{12}, \quad (2)$$

а относительная среднеквадратическая погрешность

$$\sqrt{\delta_{КВ}^2} = \frac{\sqrt{Y_{КВ}^2} \cdot 100\%}{y_{1max} - y_{1min}} = \frac{(y_{max} - y_{min}) \cdot 100\%}{\sqrt{12}(2^n - 1)(y_{1max} - y_{1min})} = 0,12\%.$$

Известно [6], что для гауссовского сигнала при выполнении соотношения дисперсии и квадрата шага квантования, указанного выше, погрешность квантования практически не коррели-

рована с сигналом  $y_1$ . Следовательно, дисперсия погрешности квантования среднего значения  $l$  сигналов  $y_2$  на выходе квантователя в  $l$  раз меньше дисперсии отдельного значения сигнала  $y_2$ .

Идеальный импульсный элемент ИЭт осуществляет временную дискретизацию сигнала  $y_3$ . На выходе ИЭт – решетчатая функция – последовательность  $\delta$ -функций с весами  $y_3[nT]$ :

$$y_4[nT] = y_3[nT] \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - nT),$$

где  $n = 0, 1, 2, \dots$ ;  $T$  – шаг временной дискретизации.

Линейное звено с передаточной функцией  $k(p) = \frac{1 - e^{-pT}}{p}$  реализует операцию восстановления и является экстраполятором нулевого порядка (ЭНП).

Амплитудно-фазовая частотная характеристика (АФЧХ) ЭНП имеет вид

$$k(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega} = T \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} e^{-j\omega T/2}. \quad (3)$$

Отсюда следует, что ЭНП является фильтром нижних частот, вносящим запаздывание на.

Для фильтрации аддитивной помехи  $\lambda$  на рис. 16 дополнительно введены звенья  $\sum_{i=0}^{l-1} e^{-p(T - iT)}$  и,  $\frac{1}{l}$  осуществляющие получение среднего значения  $l$  результатов преобразования, которые находятся на временной оси на расстоянии  $\frac{T}{l}$ .

Итак, модель, представленная на рис. 16, отличается от модели на рис. 1а наличием цифрового усреднения  $l$  последовательных результатов преобразования на одном шаге временной дискретизации.

Модель, представленная на рис. 1в, содержит звено текущего усреднения за период временной дискретизации  $T$ :

$$y_1(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t y(t) dt, \quad (4)$$

его передаточная функция имеет вид

$$k_1(p) = \frac{1 - e^{-pT}}{pT}, \quad (5)$$

АФЧХ этого звена

$$k_1(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega T} = \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} e^{-j\omega T/2}. \quad (6)$$

Отсюда следует, что это звено вносит запаздывание на  $\frac{T}{2}$ .

Сигнал в моменты времени  $t = nT$  на выходе тракта преобразования  $z[nT]$ , где  $n = 0, 1, 2, \dots$ , определяется следующими выражениями:

- для первой модели

$$z[nT] = x[nT] + \lambda[nT] + \gamma[nT]; \quad (7)$$

- для второй модели

$$z[nT] = \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} x \left[ \left( n - 1 + \frac{1}{l} \right) T \right] + \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} \lambda \left[ \left( n - 1 + \frac{1}{l} \right) T \right] + \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} \gamma(y_i); \quad (8)$$

- для третьей модели

$$z[nT] = \frac{1}{T} \int_{(n-1)T}^{nT} x(t) dt + \frac{1}{T} \int_{(n-1)T}^{nT} \lambda(t) dt + \gamma(y_1). \quad (9)$$

В выражениях (7), (8), (9) при детерминированном входном сигнале погрешности квантования по уровню можно оценить сверху величиной  $\frac{q}{2}$ .

Погрешность преобразования  $\Theta[n, \varepsilon]$  (см. рис. 1) при детерминированном входном сигнале определяется как

$$\Theta[n, \varepsilon] = x[(n + \varepsilon)T - \varphi T] - z[nT],$$

где  $0 \leq \varepsilon \leq 1$ .

Если результат преобразования используется в реальном времени, когда погрешность от запаздывания нельзя исключить, то величина  $\varphi$  принимается равной 0. Когда результат преобразования используется в исследовательских целях либо в разомкнутых системах, погрешность от запаздывания исключается. В этом случае для первой модели

$$\varphi T = (\varphi_1 + \varphi_2)T = \left( 0 + \frac{1}{2} \right) T = \frac{1}{2} T$$

при исключении запаздывания, вносимого экстраполятором нулевого порядка.

При исключении погрешности от запаздывания для второй модели результат усреднения относится к середине временного отрезка, на котором находятся усредняемые отсчеты. В этом случае  $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2$ , где  $\varphi_2 = \frac{1}{2}$  – запаздывание в экстраполяторе нулевого порядка,

$$\varphi_1 = \frac{1}{l} + \frac{1 - \frac{1}{l}}{2}.$$

Результаты, получаемые на второй модели при  $l = 1$ , совпадают с результатами, полученными для первой модели, при следующих условиях: в первой модели  $\varphi = 0$  соответствует  $\varphi_1 = 1, \varphi_2 = 0$ ,

$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2$  во второй модели; в первой модели  $\varphi = \frac{1}{2}$  соответствует  $\varphi_1 = 1, \varphi_2 = \frac{1}{2}$   $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2$  во второй модели.

При исключении погрешности от запаздывания для третьей модели

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} = 1.$$

В качестве моделей случайного входного преобразуемого сигнала  $x(t)$  и помехи  $\lambda(t)$  примем стационарные центрированные случайные процессы, заданные своими автокорреляционными функциями  $R_{xx}(\tau)$  и  $R_{\lambda\lambda}(0)$ . Сигнал и помеху примем статистически независимыми. Дисперсия погрешности преобразования

$$\overline{\Theta^2}[0, \varepsilon] = M\{[x[(n+\varepsilon)T - \varphi T] - z[nT]]^2\}, \quad (10)$$

где  $M$  – математическое ожидание выражения в фигурных скобках.

Из этого выражения следует

$$\begin{aligned} \overline{\Theta^2}[0, \varepsilon] &= M\{x^2[(n+\varepsilon)T - \varphi T] - \\ &- 2M\{x[(n+\varepsilon)T - \varphi T] * \\ &* z[nT]\} + M\{z^2[nT]\} = \\ &= R_{xx}(0) - 2R_{xz}[(\varepsilon - \varphi)T] + \\ &+ R_{zz(x)}(0) + R_{zz(\lambda)}(0) + \overline{\gamma_{\text{кв max}}^2}. \quad (11) \end{aligned}$$

Здесь  $R_{xx}(0)$  – дисперсия сигнала на входе тракта преобразования,  $R_{zz(x)}(0)$  – дисперсия сигнала на выходе тракта преобразования при  $\lambda(t) = 0$  и отсутствии погрешности квантования по уровню,  $R_{zz(\lambda)}(0)$  – дисперсия помехи на выходе тракта преобразования при  $x(t) = 0$  и отсутствии погрешности квантования по уровню,  $\overline{\gamma_{\text{кв max}}^2}$  – оценка сверху дисперсии погрешности квантования по уровню. Величина дисперсии погрешности квантования по уровню не превышает  $\frac{Q^2}{12}$  и, учитывая, что у современных АЦП число разрядов больше или равно 8, этой погрешностью можно пренебречь.  $R_{xz}[(\varepsilon - \varphi)T]$  – взаимокорреляционная функция сигналов  $x(t)$  и  $z(t)$ .

Следует обратить внимание на зависимость дисперсии погрешности  $\overline{\Theta^2}[0, \varepsilon]$  от времени  $\varepsilon T$ , что свидетельствует о нестационарности случайной функции  $\Theta[t = (n + \varepsilon)T]$ . В дальнейшем будем использовать для оценки дисперсии погрешности преобразования  $\max_{\varepsilon} \{\overline{\Theta^2}[0, \varepsilon]\}$ .

Рассмотрим составляющие выражения (11) (с учетом (7)) для первой модели:

$$\begin{aligned} R_{xz}[(\varepsilon - \varphi)T] &= \\ M\{x[(n+\varepsilon)T - \varphi T] * x[nT]\} &= . \quad (12) \\ = R_{xx}[(\varepsilon - \varphi)T] \end{aligned}$$

С учетом (8) для второй модели

$$\begin{aligned} R_{xz}[(\varepsilon - \varphi)T] &= \\ M\left\{x[(n+\varepsilon)T - \varphi T] * \right. \\ &* \left. \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} x\left[\left(n-1 + \frac{i}{l}\right)T\right]\right\} \\ &= \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} R_{xx}\left[\varepsilon T - \varphi T + T - \frac{iT}{l}\right]. \quad (13) \end{aligned}$$

С учетом (9) для третьей модели

$$\begin{aligned} R_{xz}[(\varepsilon - \varphi)T] &= \\ M\left\{x[(n+\varepsilon)T - \varphi T] * \frac{1}{T} \int_{(n-1)T}^{nT} x(t) dt\right\} \\ &= M\left\{x[(n+\varepsilon)T - \varphi T] * \right. \\ &* \left. \frac{1}{T} \int_{(n-1)T}^{nT} x[\tau + (n-1)T] dt\right\} \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T R_{xx}\{\tau - (\varepsilon - \varphi + 1)T\} d\tau. \quad (14) \end{aligned}$$

Получим далее значения дисперсии  $R_{zz(x)}(0)$  для рассматриваемых трех моделей.

Для первой модели

$$R_{zz(x)}(0) = R_{xx}(0). \quad (15)$$

Для второй модели

$$\begin{aligned} R_{zz(x)}(0) &= \\ &= M\left\{\frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} x\left[\left(n-1 + \frac{i}{l}\right)T\right]\right\}^2 \\ &= M\left\{\frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} x\left[\left(n-1 + \frac{i}{l}\right)T\right] * \right. \\ &* \left. \frac{1}{l} \sum_{r=0}^{l-1} x\left[\left(n-1 + \frac{r}{l}\right)T\right]\right\} = \\ &= \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1} R_{xx}\left(\frac{i-r}{l}T\right). \quad (16) \end{aligned}$$

Для третьей модели

$$\begin{aligned} R_{zz(x)}(0) &= M\left\{\frac{1}{T} \int_{(n-1)T}^{nT} x(t) dt\right\}^2 = \\ &= \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T R_{xx}(\tau_1 - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2. \quad (17) \end{aligned}$$

Выражение дисперсии помехи  $R_{zz(\lambda)}(0)$  на выходе тракта преобразования совпадает с  $R_{zz(x)}(0)$  после замены  $R_{xx}(\dots)$  на  $R_{\lambda\lambda}(\dots)$ .

Определим величину относительной дисперсии погрешности как

$$\begin{aligned} \overline{\delta_{(x+\lambda)}^2}[0, \varepsilon] &= \frac{\overline{\Theta^2}[0, \varepsilon]}{R_{xx}(0)} = \\ &= \overline{\delta_x^2}[0, \varepsilon] + \overline{\delta_\lambda^2}, \quad (18) \end{aligned}$$

где  $\overline{\delta_x^2}[0, \varepsilon]$  – относительное значение дисперсии погрешности преобразования сигнала  $x$  при  $\lambda = 0$ ;  $\overline{\delta_\lambda^2}$  – относительное значение дисперсии погрешности преобразования, определяемое помехой при  $x = 0$ .

Максимальной величине  $\overline{\delta_{x+\lambda}^2}[0, \varepsilon]$  соответствует  $\varepsilon = 1$ :

$$\begin{aligned} \overline{\delta_{(x+\lambda)max}^2} &= \overline{\delta_x^2}[0, \varepsilon = \\ &= 1] + \overline{\delta_\lambda^2} = \overline{\delta_{xmax}^2} + \overline{\delta_\lambda^2}, \quad (19) \end{aligned}$$

где  $\overline{\delta_{xmax}^2} = \overline{\delta_x^2}[0, \varepsilon = 1]$  – относительное максимальное значение погрешности преобразования сигнала  $x$  при  $\lambda = 0$ .

Выражения  $\overline{\delta_{x+\lambda}^2}[0, \varepsilon]$  для трех моделей приведены в таблице 1. Последнее слагаемое в этих формулах есть  $\overline{\delta_\lambda^2}$ . Остальные слагаемые определяют  $\overline{\delta_x^2}[0, \varepsilon]$ .

Выражение (21) для второй модели при  $l = 1$  и  $\varphi = 1 + \varphi_2$ , где  $\varphi_2 T$  – запаздывание, вносимое экстраполятором нулевого порядка, совпадает с (20), так как для первой модели  $\varphi = \varphi_2$ .

Таблица 1. Выражения относительных дисперсий погрешности для трех моделей

Модель	$\overline{\delta_{x+\lambda}^2}[0, \varepsilon]$
1	$2 - 2 \frac{R_{xx}[(\varepsilon - \varphi)T]}{R_{xx}[0]} + \frac{R_{\lambda\lambda}(0)}{R_{xx}(0)}$ (20)
2	$1 - \frac{2}{l} \sum_{i=0}^{l-1} R_{xx}\left[\left(\varepsilon - \varphi + 1 - \frac{i}{l}\right)T\right] + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1} R_{xx}\left[\frac{i-r}{l}T\right] + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1} R_{\lambda\lambda}\left[\frac{i-r}{l}T\right]$ (21) $R_{xx}(0)$
3	$1 - \frac{2}{T} \int_0^T R_{xx}[\tau - (\varepsilon - \varphi + 1)T] d\tau + \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T R_{xx}(\tau_1 - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T R_{\lambda\lambda}(\tau_1 - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2$ (22) $R_{xx}(0)$

Таблица 2. Заданные автокорреляционные функции и их разложение в ряд Маклорена

Корреляционная функция	Разложение функции в ряд Маклорена	$k$ -й член ряда, $a_k$	№
$\sigma_x^2 \frac{\sin \omega_0 \tau}{\omega_0 \tau}$	$\sigma_x^2 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (\omega_0 \tau)^{2k}}{(2k+1)!}$	$\frac{(-1)^k \omega_0^{2k}}{(2k+1)!}$	(23)
$\sigma_x^2 e^{-\alpha^2 \tau^2}$	$\sigma_x^2 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (\alpha \tau)^{2k}}{k!}$	$\frac{(-1)^k \alpha^{2k}}{k!}$	(24)
$\sigma_x^2 \cos \beta \tau$	$\sigma_x^2 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (\beta \tau)^{2k}}{(2k)!}$	$\frac{(-1)^k \beta^{2k}}{(2k)!}$	(25)
$\sigma_x^2 e^{-\alpha  \tau }$	$\sigma_x^2 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (\alpha \tau)^k}{k!}$	$\frac{(-1)^k \alpha^k}{k!}$	(26)

Последнее слагаемое в выражениях (20), (21), (22) характеризует помехоустойчивость тракта преобразования.

Если в первой модели, в соответствии с приведенными выражениями, отношения мощности (дисперсии) помехи к мощности (дисперсии) сигнала на входе и выходе тракта одинаковы и равны  $\frac{R_{\lambda\lambda}(0)}{R_{xx}(0)}$ , то для второй и третьей

моделей отношение мощности (дисперсии) помехи на выходе к мощности сигнала изменилось. Анализ помехоустойчивости тракта преобразования за счет использования цифрового и аналогового усреднений для различных моделей помех будет представлен ниже.

Используя методику, изложенную в [6], разложив в ряд Маклорена автокорреляционную функцию сигнала, получим выражения  $\overline{\delta_x^2}[0, \varepsilon]$  – дисперсии погрешностей преобразования. Для дифференцируемых функций, заданных, в частности, выражениями автокорреляционных функций (23), (24), (25), приведенными в таблице 2,

$$\overline{\delta_x^2}[0, \varepsilon] = \sum_{k=1}^{\infty} a_k f_{2k}(\varepsilon, \varphi). \quad (27)$$

Для недифференцируемых случайных функций, заданных, в частности, выражением автокорреляционной функции (27),

$$\overline{\delta_x^2}[0, \varepsilon] = \sum_{k=1}^{\infty} a_k f_k(\varepsilon, \varphi). \quad (28)$$

Выражения  $a_k$  для различных автокорреляционных функций приведены в таблице 2, выражения  $f_{2k}(\varepsilon, \varphi)$  и  $f_k(\varepsilon, \varphi)$  для различных моделей – в таблице 3.

При  $\varphi = 1 + \varphi_2$  и  $l = 1$  выражение  $f_{2k}(\varepsilon, \varphi)$  для второй модели совпадает с  $f_{2k}(\varepsilon, \varphi = \varphi_2)$  для первой модели. В качестве оценки погрешности удобно использовать максимальное значение дисперсии погрешности

$$\max_{\varepsilon} \overline{\delta_x^2}(0, \varepsilon) = \overline{\delta_{xmax}^2}(\varepsilon = 1)$$

и, соответственно, среднеквадратичное отклонение  $\sqrt{\overline{\delta_{xmax}^2}}$ . Для вычисления

этих оценок в диапазоне до 10–15% от СКО входного сигнала достаточно использовать, как правило, один-два члена ряда из выражений (30–34). Когда среднеквадратичную оценку погрешности преобразования удобно приводить к диапазону изменения входного сигнала,

Таблица 3. Выражения  $f_{2k}(\varepsilon, \varphi)$  и  $f_k(\varepsilon, \varphi)$  для различных моделей

Модель	$f_{2k}(\varepsilon, \varphi), f_k(\varepsilon, \varphi)$
1	$f_{2k}(\varepsilon, \varphi) = -2T^{2k}(\varepsilon - \varphi)^{2k} \quad (29)$
	$f_k(\varepsilon, \varphi) = -2T^k  \varepsilon - \varphi ^k \quad (30)$
2	$f_{2k}(\varepsilon, \varphi) = -\frac{2}{l} \sum_{i=0}^{l-1} [(\varepsilon - \varphi)T + (1 - \frac{i}{l})T]^{2k} + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1} (\frac{i-r}{l}T)^{2k} \quad (31)$
	$f_k(\varepsilon, \varphi) = T^k \left\{ -\frac{2}{l} \sum_{i=0}^{l-1} \left  \varepsilon - \varphi + 1 - \frac{i}{l} \right ^k + \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1} \left  \frac{i-r}{l} \right ^k \right\} \quad (32)$
3	$f_{2k}(\varepsilon, \varphi) = T^{2k} \left\{ -\frac{2}{2k+1} [(\varepsilon - \varphi + 1)^{2k+1} - (\varepsilon - \varphi)^{2k+1}] + \frac{2}{(2k+1)(2k+2)} \right\} \quad (33)$
	$f_k(\varepsilon, \varphi) = T^k \left\{ -\frac{2}{2k+1} [\varepsilon^{k+1} + (1 - \varepsilon)^{k+1}] + \frac{2}{(2k+1)(2k+2)} \right\} \quad (34)$

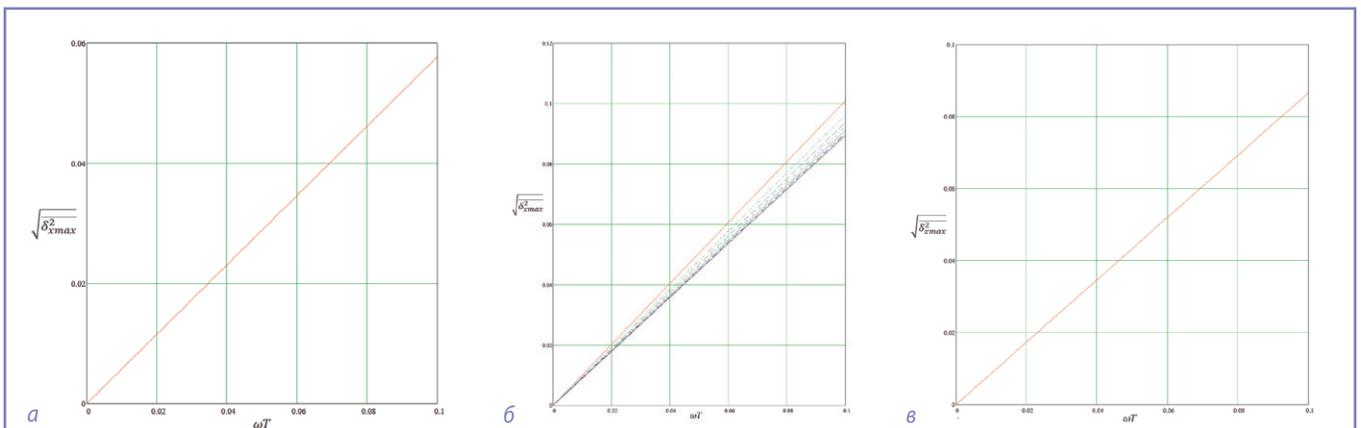


Рис. 3. Результаты расчета величин  $\sqrt{\overline{\delta_{xmax}^2}}$ .

соответствующие относительные оценки погрешности делятся на величину

$$\lambda = \frac{x_{max} - x_{min}}{\sqrt{R_{xx}(0)}}$$

относительные оценки дисперсии делятся на  $\lambda^2$ .

В частности, для гауссовского случайного процесса при определении диапазона изменения сигнала с вероятностью 0,997 величина  $\lambda = 6$ , для закона равномерной плотности вероятности  $\lambda = \sqrt{12}$ , для закона Симсона  $\lambda = \sqrt{6}$ .

Результаты расчета величин  $\sqrt{\delta_{x_{max}}^2}$  при преобразовании сигнала, заданного автокорреляционной функцией (23), – сигнала с постоянной спектральной плотностью в полосе частот от 0 до  $\omega_0$  – представлены на рис. 3 для трех моделей преобразования: на рис. 3а – зависимость  $\sqrt{\delta_{x_{max}}^2(\omega_0 T)}$  для первой модели, на рис. 3б – зависимость  $\sqrt{\delta_{x_{max}}^2(\omega_0 T, l)}$ ,  $l = 2, 3, \dots, 10$  для второй модели при цифровом усреднении входного сигнала, на рис. 3в – зависимость  $\sqrt{\delta_{x_{max}}^2(\omega_0 T)}$  для третьей модели при аналоговом интегрировании входного сигнала. Рассмотрены результаты расчета для случая использования результатов преобразования в реальном времени ( $\varphi = 0$ ).

Анализ проведенных расчетов для стохастических моделей сигналов, автокорреляционные функции которых приведены в таблице 2, показал, что при цифровом усреднении результатов отсчетов при  $l > 4$ –5 дисперсия погрешности преобразования сигнала практически не зависит от  $l$ . Сравнение оценок среднеквадратических погрешностей преобразования при цифровом и аналоговом интегрировании незначительно отличается уже при  $l \geq 8$ .

При использовании результатов преобразования в условиях, когда погрешность от запаздывания может быть исключена, дисперсия погрешности значительно уменьшается. Так, при аналоговом интегрировании сигнала с автокорреляционной функцией (23)

$$\sqrt{\delta_{x_{max}}^2(\omega_0 T)} = 0,866\omega_0 T$$

при  $\varphi = 0$  и  $\sqrt{\delta_{x_{max}}^2(\omega_0 T)} = 0,29\omega_0 T$

при  $\varphi \neq 0$  в диапазоне погрешностей, не превышающих 15%.

При аналоговом интегрировании сигнала с автокорреляционной функцией (24)

$$\sqrt{\delta_{x_{max}}^2(\alpha T)} = \sqrt{4,5(\alpha T)^2 - 6,17(\alpha T)^4}$$

при  $\varphi = 0$  и  $\sqrt{\delta_{x_{max}}^2(\alpha T)} = \sqrt{0,5(\alpha T)^2 - 0,17(\alpha T)^4}$

при  $\varphi \neq 0$  в диапазоне погрешностей до 21% при  $\varphi = 0$  и до 7,1% – при  $\varphi \neq 0$ .

При цифровом усреднении сигнала с автокорреляционной функцией (23)

при  $l = 10$ ,  $\sqrt{\delta_{x_{max}}^2(\omega_0 T, l = 10)} = 0,89\omega_0 T$

при  $\varphi = 0$ ,  $\sqrt{\delta_{x_{max}}^2(\omega_0 T, l = 10)} = 0,32\omega_0 T$

при  $\varphi \neq 0$  в диапазоне погрешностей до 15%.

При цифровом усреднении сигнала с автокорреляционной функцией (24)

при  $l = 10$ ,  $\sqrt{\delta_{x_{max}}^2(\alpha T, l = 10)} = 2,19\alpha T$

при  $\varphi = 0$ ,  $\sqrt{\delta_{x_{max}}^2(\alpha T, l = 10)} = 0,72\alpha T$

при  $\varphi \neq 0$  в диапазоне погрешностей до 21%.

Переходим далее к анализу помехоустойчивости. Выражения, характеризующие помехоустойчивость преобразования для рассмотренных моделей, приведены в таблице 1 – последние слагаемые в формулах (20), (21), (22). При подстановке  $l = 1$  в последнее слагаемое формулы (21) получаем последнее слагаемое (20), так как при  $l = 1$  отсчеты помехи не усредняются.

Учитывая четность автокорреляционной функции, последнее слагаемое (21) приводится к виду

$$\begin{aligned} R_{zz(\lambda)}(0) &= \\ &= \frac{1}{R_{xx}(0)} \frac{1}{l^2} \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{r=0}^{l-1} R_{\lambda\lambda} \left[ \frac{i-r}{l} T \right] = \\ &= \frac{R_{\lambda\lambda}(0)}{l R_{xx}(0)} + \\ &+ \frac{1}{R_{xx}(0)} \frac{1}{l^2} \sum_{j=1}^{j=l-1} 2(l-j) R_{\lambda\lambda} \left( \frac{jT}{l} \right). \end{aligned} \quad (35)$$

В качестве моделей помех рассмотрим следующие.

**Первая модель:** помеха задана гармоническим сигналом частоты  $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$  со случайными амплитудой, дисперсия которой равна  $\sigma_{\lambda 1}^2$ , и фазой, равномерно распределенной от  $-\pi$  до  $+\pi$ . Автокорреляционная функция такой помехи определяется выражением

$$R_{\lambda\lambda}(\tau) = \sigma_{\lambda 1}^2 \cos \omega_1 \tau. \quad (36)$$

**Вторая модель:** помеха задана суммой  $k$  гармонических сигналов с частотами

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}, f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}, \dots, f_k = \frac{\omega_k}{2\pi}$$

со случайными амплитудами, дисперсии которых, соответственно, равны  $\sigma_{\lambda 1}^2, \sigma_{\lambda 2}^2, \dots, \sigma_{\lambda k}^2$ , и фазами, равномерно распределенными от  $-\pi$  до  $+\pi$ . Автокорреляционная функция такой помехи определяется выражением

$$R_{\lambda\lambda}(\tau) = \sum_{j=1}^{j=k} \sigma_{\lambda j}^2 \cos \omega_j \tau. \quad (37)$$

**Третья модель:** помеха задана случайным стационарным центрированным процессом с постоянной спектральной плотностью мощности в диапазоне частот от  $n\omega_0$  до  $m\omega_0$  и равной нулю вне этого диапазона. Автокорреляционная функция такой помехи определяется выражением

$$R_{\lambda\lambda}(\tau) = \sigma_{\lambda}^2 \frac{\sin m\omega_0 \tau - \sin n\omega_0 \tau}{\tau(m-n)\omega_0}. \quad (38)$$

Выражения оценок помехоустойчивости для рассматриваемых моделей помех при цифровом усреднении получаем после подстановки выражений автокорреляционных функций помех (36), (37), (38) в (35), обозначив

$$R_{xx}(0) = \sigma_x^2, R_{\lambda\lambda}(0) = \sigma_{\lambda}^2.$$

В результате получаем:

• для первой модели помехи

$$\frac{\delta_{zz(\lambda)}^2}{\sigma_x^2} = \frac{\sigma_{\lambda 1}^2}{\sigma_x^2} \left[ \frac{1}{l} + \frac{1}{l^2} \sum_{j=1}^{j=l-1} 2(l-j) \cos \omega_1 T \frac{j}{l} \right]; \quad (39)$$

• для второй модели помехи

$$\frac{\delta_{zz(\lambda)}^2}{\sigma_x^2} = \sum_{g=1}^{g=k} \frac{\sigma_{\lambda g}^2}{\sigma_x^2} \left[ \frac{1}{l} + \frac{1}{l^2} \sum_{j=1}^{j=l-1} 2(l-j) \cos \omega_g T \frac{j}{l} \right]; \quad (40)$$

• для третьей модели помехи

$$\begin{aligned} \frac{\delta_{zz(\lambda)}^2}{\sigma_x^2} &= \\ &= \frac{\sigma_{\lambda}^2}{\sigma_x^2} \left[ \frac{1}{l} + \frac{1}{l^2} \sum_{j=1}^{j=l-1} 2(l-j) \frac{\sin m\omega_0 T \frac{j}{l} - \sin n\omega_0 T \frac{j}{l}}{j(m-n)\omega_0 T} \right]. \end{aligned} \quad (41)$$

Сравнение оценок помехоустойчивости для первой и второй моделей помех (выражения (39), (40)) показывает, что ввиду линейности рассматриваемой модели преобразования при пренебрежении погрешностью квантования по уровню анализ помехоустойчивости можно проводить для каждой частоты гармонической помехи, а затем рассматривать суммарный результат.

Выражение оценок помехоустойчивости при аналоговом интегрировании получаем после подстановки (36), (37), (38) в последнее слагаемое (20), (21), (22), обозначив

$$R_{xx}(0) = \sigma_x^2, R_{\lambda\lambda}(0) = \sigma_{\lambda}^2.$$

В результате получаем:

- для первой модели помехи

$$\overline{\delta_{zz}^2(\lambda)} = \frac{\sigma_{\lambda 1}^2}{\sigma_x^2} * \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T \cos[\omega_1(\tau_1 - \tau_2)] d\tau_1 d\tau_2 = \frac{\sigma_{\lambda 1}^2}{\sigma_x^2} * \frac{2}{(\omega_1 T)^2} (1 - \cos \omega_1 T); \quad (42)$$

- для второй модели помехи

$$\begin{aligned} \overline{\delta_{zz}^2(\lambda)} &= \sum_{g=1}^{g=k} \frac{\sigma_{\lambda g}^2}{\sigma_x^2} * \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T \cos[\omega_g(\tau_1 - \tau_2)] d\tau_1 d\tau_2 = \\ &= \sum_{g=1}^{g=k} \frac{\sigma_{\lambda g}^2}{\sigma_x^2} * \frac{2}{(\omega_g T)^2} (1 - \cos \omega_g T); \end{aligned} \quad (43)$$

- для третьей модели помехи

$$\overline{\delta_{zz}^2(\lambda)} = \frac{\sigma_{\lambda}^2}{\sigma_x^2} * \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T \frac{\sin m\omega_0(\tau_1 - \tau_2) - \sin n\omega_0(\tau_1 - \tau_2)}{(m - n)\omega_0(\tau_1 - \tau_2)} d\tau_1 d\tau_2. \quad (44)$$

Особенностью этого случая является то, что рассматриваемые интегралы не берутся в квадратурах. Потому выражение автокорреляционной функции раскладывается в ряд Маклорена с последующим взятием двойного интеграла и необходимо на всех этапах рассматривать вопрос сходимости.

После разложения в ряд получаем

$$\begin{aligned} \overline{\delta_{zz}^2(\lambda)} &= \frac{\sigma_{\lambda}^2}{\sigma_x^2} * \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T \frac{(-1)^i [(m\omega_0)^{2i+1} - (n\omega_0)^{2i+1}]}{(m - n)\omega_0(2i + 1)!} (\tau_1 - \tau_2)^{2i} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \frac{\sigma_{\lambda}^2}{\sigma_x^2} \left[ 1 + \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i \frac{m^{2i+1} - n^{2i+1}}{(m - n)(2i + 2)!} * \frac{2}{(2i + 1)} (\omega_0 T)^{2i} \right]. \end{aligned} \quad (45)$$

Ряд (45) в соответствии с теоремой Лейбница для знакопеременяющихся рядов сходится при  $\lim_{i \rightarrow \infty} a_i = 0$  и  $\frac{|a_{i+1}|}{|a_i|} < 1$ , где  $a_i$  -  $i$ -й член ряда. Выполнение первого условия обеспечивается наличием  $(2i+2)!$  в знаменателе. Определим далее, при каком  $i$  выполняется второе условие  $\frac{|a_{i+1}|}{|a_i|} < 1$ :

$$\begin{aligned} \frac{|a_{i+1}|}{|a_i|} &= \frac{[(m^{2i+3} - n^{2i+3}) * 2(\omega_0 T)^{2i+2}](m - n)(2i + 2)!(2i + 1)}{(m - n)(2i + 4)!(2i + 3)(m^{2i} - n^{2i})2(\omega_0 T)^{2i}} \\ &= (\omega_0 T)^2 \frac{n^{2i+3} \left[ \left(\frac{m}{n}\right)^{2i+3} - 1 \right]}{n^{2i+1} \left[ \left(\frac{m}{n}\right)^{2i+1} - 1 \right]} * \frac{2i + 1}{(2i + 3)^2(2i + 4)}. \end{aligned}$$

Это отношение при  $m > n$  и  $\omega_0 T > 1$  превышает отношение

$$n^2 \left(\frac{m}{n}\right)^2 \frac{(2i+1)(\omega_0 T)^2}{(2i+3)^2(2i+4)}.$$

Следовательно, условие сходимости выполняется при

$$\begin{aligned} (m\omega_0 T)^2 \frac{(2i + 1)}{(2i + 3)^2(2i + 4)} < 1, (m\omega_0 T)^2(2i + 1) < (2i + 3)^2(2i + 4), \\ m\omega_0 T < (2i + 3) \sqrt{\frac{2i + 4}{2i + 1}}. \end{aligned} \quad (46)$$

Таким образом, при расчете по формуле (17) результат вычисляется как сумма членов ряда при  $i = 1, i = 2, \dots, i = i^* - 1$ , сложенная с суммой членов знакопеременного степенного сходящегося ряда, начиная с  $i^*$ , удовлетворяющего (18). Погрешность вычисления этой суммы оценивается величиной первого отброшенного члена и совпадает с ним по знаку.

Расчеты, проведенные для моногармонической помехи, заданной автокорреляционной функцией  $R_{\lambda\lambda}(\tau) = \sigma_{\lambda 1}^2 \cos \omega_1 \tau$  при  $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = 1200$  Гц,  $T = 1$  мс при цифровом усреднении, показали, что мощность помехи на выходе тракта преобразования уменьшилась на 8,7% при  $l = 2$ , на 11% - при  $l = 5$ , на 11,32% - при  $l = 10$ . С увеличением частоты помехи вдвое при  $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = 2400$  Гц,  $T = 1$  мс уменьшение мощности

помехи на выходе тракта преобразования составляет 32% при  $l = 2$ , 38,5% - при  $l = 5$ , 39,4% - при  $l = 10$ .

Расчеты, проведенные для помехи с постоянной спектральной плотностью мощности в заданной полосе частот с автокорреляционной функцией (38) при цифровом усреднении, показали, что уменьшение мощности помехи на выходе тракта преобразования при помехе, распределенной в полосе частот от 300 до 1200 Гц и  $T = 1$  мс, составляет 11,6% при  $l = 3$ , 16,8% - при  $l = 5$ , 18,8% - при  $l = 10$ . При полосе помехи от 600 до 2400 Гц уменьшение мощности помехи на выходе тракта преобразования составляет 70,4% при  $l = 3$ , 84% - при  $l = 5$ , 86,4% - при  $l = 10$ .

При аналоговом интегрировании результаты расчетов помехоустойчивости для моногармонической помехи показывают уменьшение мощности помехи на выходе тракта преобразования на 11,44% при  $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = 1200$  Гц,  $T = 1$  мс, на 39,7% - при  $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = 2400$  Гц, что близко к результатам, полученным при  $l > 5$  в случае цифрового усреднения.

При аналоговом усреднении помехи с постоянной спектральной плотностью мощности в полосе 300-1200 Гц и  $T = 1$  мс уменьшение мощности помехи на выходе тракта преобразования составляет 19,6%, в полосе частот 600-2400 Гц и  $T = 1$  мс - 87,2%. Результаты расчетов показателей помехоустойчивости при цифровом и аналоговом усреднении отсчетов для помехи с постоянной спектральной плотностью мощности в заданной полосе частот достаточно близки при  $l > 5$ .

## Выводы

1. Методика расчета оценок погрешности и помехоустойчивости тракта аналого-цифрового преобразования реализуется на моделях импульсных систем.

2. Получены выражения оценок методических погрешностей аналого-цифрового преобразования при заданной автокорреляционной функции входного сигнала. Оценки учитывают возможность цифрового и аналогового усреднений преобразуемого сигнала на шаге временной дискретизации.

3. Получены выражения оценок помехоустойчивости тракта аналого-цифрового преобразования, показывающие эффективность использования усреднения аддитивной помехи на шаге временной дискретизации. Представлено

сравнение способов цифрового и аналогового усреднений.

4. Полученные результирующие выражения оценок погрешностей и помехоустойчивости преобразования для различных моделей стационарных дифференцируемых и недифференцируемых случайных процессов и аддитивных помех удобны для использования в инженерных расчетах.

### Литература

1. Бестемьянов П.Ф. Методика оценки работоспособности рельсовых цепей тональной частоты при воздействии тока электроподвижного состава с асинхронным тяговым приводом / П.Ф. Бестемьянов, Ю.А. Кравцов, Е.Г. Щербина, А.Г. Чегуров // Вестник РГУПС. – 2012. – № 1. – С. 87–92.
2. Гречишников В.А. Универсальный измеритель / В.А. Гречишников // Мир Транспорта. – 2005. – № 3. – С. 44–51.
3. Баранов Л.А. Синтез тракта аналого-цифрового преобразования в системах автоматического контроля и управления железнодорожного транспорта / Л.А. Баранов, В.А. Гречишников // Вестник РГУПС. – 2012. – № 1. – С. 78–86.
4. Баранов Л.А. Инженерная методика синтеза тракта аналого-цифрового преобразования в автоматических системах железнодорожного транспорта / Л.А. Баранов, В.А. Гречишников // Электротехника. – 2012. – № 12. – С. 19–25.
5. Баранов Л.А. Микропроцессорные системы автоведения электроподвижного состава

ва / Л.А. Баранов, Я.М. Головичер, Е.В. Ерофеев, В.М. Максимов. – М.: Транспорт, 1990. – 272 с.

6. Баранов Л.А. Квантование по уровню и временная дискретизация в цифровых системах управления / Л.А. Баранов. – М., 1990. – 304 с.

7. Ефимов В.М. Квантование по времени при измерении и контроле / В.М. Ефимов. – М.: Энергия, 1969.

### Баранов Леонид Аврамович

Родился в 1936 году. В 1959 году окончил Московский институт инженеров транспорта по специальности «Инженер – электромеханик путей сообщения». В 1966 году защитил кандидатскую диссертацию, в 1974 году – докторскую диссертацию по теме «Исследование точности и помехоустойчивости телемеханических и дистанционных систем с импульсной модуляцией (Теория, разработка систем и их применение на железнодорожном транспорте)». В настоящее время – заведующий кафедрой «Управление и защита информации» Московского государственного университета путей сообщения Николая II (МИИТ). Имеет более 350 научных трудов, в том числе монографии, авторские свидетельства и патенты. Заслуженный деятель науки РФ, лауреат Премии Правительства РФ.

### Яцкова Татьяна Антоновна

Родилась в 1995 году. В 2016 окончила Московский государственный университет путей сообщения Николая II (МИИТ), получив квалификацию бакалавра по специальности

«Управление и информатика в технических системах». В этом же году поступила в магистратуру по той же специальности, тематика научных исследований в магистратуре связана с цифровым управлением в технических системах.

### Baranov Leonid

Was born in 1936. In 1959 graduated from Moscow State University of Railway Engineering (MIIT) with a specialization in «Electrical engineer of means of communication». In 1966 he defended his candidate thesis, in 1974 he defended his doctoral thesis «Investigation of accuracy and noise immunity of SCADA and remote systems with pulse modulation (Theory, development of systems and their application on railway transport)». At the present time – head of department «Management and protection of information», Moscow State University of Railway Engineering (MIIT). Has more than 350 scientific works, including monographs, certificates of authorship and patents. Honored scientist of Russia, laureate of Government Prize of the Russian Federation.

### Yatskova Tatiana

Was born in 1995. In 2016 he graduated from Moscow State University of Railway Engineering (MIIT), got qualification of bachelor on specialty «Control and Informatics in technical systems». In the same year she entered a master's program in the same specialty, topics of research in the master associated with digital control in technical systems.

# Состояние вопроса о вспомогательных машинах отечественных электровозов переменного тока

// Situation with auxiliary motors on russian alternating current electric locomotives //

Малютин А.Ю.,  
МГУПС (МИИТ), г. Москва

*В статье рассмотрены существующие схемы питания вспомогательных машин электровозов переменного тока. Произведен анализ эксплуатации вспомогательных машин на электровозах переменного тока. Показаны основные причины значительного потока отказов вспомогательных двигателей, а также варианты выхода из сложившейся ситуации.*

*Ключевые слова:* электровоз, вспомогательные машины, асинхронный двигатель, надежность, переменный ток.

Электроподвижной состав (ЭПС) состоит из комплекса различных устройств и агрегатов, совместная задача которых состоит в реализации тяговых и тормозных усилий, прикладываемых к поезду. В этом ключе наиболее важным является тяговое и тормозное оборудование локомотива, которое условно можно назвать основным. В то же время на ЭПС имеется целый комплекс устройств, не участвующих в реализации тяговых и тормозных усилий, от надежной работы которых непосредственно зависит правильное функционирование локомотива и поезда в целом. Такое оборудование называют вспомогательным. В комплексе вспомогательного оборудования имеется ряд устройств и механизмов, для привода которых необходимо использование электрических двигателей. Такими устройствами являются вентиляторы, компрессоры, насосы, генераторы цепей управления, преобразователи напряжения, делители напряжения. Кроме того, к «двигательному» вспомогательному оборудованию также относят электромашинные преобразователи и вращающиеся фазорасщепители. Перечисленные аппараты выполняют функции, связанные с поддержанием нормальных условий работы тягового и тормозного оборудо-

*The article describes existing circuits of auxiliary machines power on AC electric locomotives. It is done the analysis of operation of AC electric locomotives. It is shown the basic reasons of high number of locomotives failures due to auxiliary equipment breakdowns and solutions of existing problems.*

*Keywords:* electric locomotive, auxiliary machines, asynchronous motor, reliability (RAMS), alternative current (AC).

вания. Приводные двигатели перечисленных устройств называются вспомогательными машинами (ВМ). На практике вспомогательными машинами также называют комплекс, состоящий из собственно агрегата и его электропривода (мотор-компрессор, мотор-вентилятор, мотор-насос).

Задачи, возложенные на вспомогательные машины, имеют высокую степень значимости – выход из строя какого-либо вспомогательного агрегата негативно отражается на тяговых свойствах локомотива и безопасности движения. Например, отказ системы охлаждения приводит к невозможности работы тягового оборудования, а отказ компрессора приводит систему торможения поезда в неработоспособное состояние.

Главным требованием к таким машинам является сохранение работоспособного состояния во всех режимах работы подвижного состава и во всех возможных условиях, на которые он рассчитан. Так же, как и другое оборудование, устанавливаемое в кузове электровоза, вспомогательные машины должны сохранять свою работоспособность в интервале температур от +60 до -50°C [1]. В части электропитания вспомогательные машины должны сохранять работоспособность при колебаниях напряже-

ния на токоприемнике ЭПС на железных дорогах переменного тока от 19 до 29 кВ [2]. Кроме того, как любое другое техническое средство, вспомогательные машины должны обладать высокими технико-экономическими показателями. Общая мощность вспомогательных машин на электровозах переменного тока составляет до 7–10% от общей мощности тяговых двигателей при потреблении ими до 10% электроэнергии, затрачиваемой на тягу [2].

В наибольшей степени надежность вспомогательных машин определяется надежностью наиболее нагруженных и подверженных износу узлов. Статистика показывает, что большинство отказов электрических двигателей происходит из-за поврежденных обмоток двигателей и подшипниковых узлов [3]. Надежность обмоток в первую очередь зависит от состояния изоляции, которая работает в сложных, неблагоприятных условиях, негативно влияющих на ее электрическую прочность. Отказы подшипниковых узлов обуславливаются усталостными повреждениями, возникающими из-за локальных перегрузок, приводящих к появлению сколов, трещин и царапин на их рабочих поверхностях. Кроме того, для подшипников двигателей, работающих в неблагоприятных внешних условиях, характерен абразивный износ. Таким образом, для сохранения исправного состояния вспомогательных машин важна способность их наиболее нагруженных частей переносить тепловые и механические перегрузки, а также сохранять свои свойства в суровых условиях эксплуатации.

Концепция системы питания вспомогательных машин отечественных грузовых электровозов переменного тока, находящихся в массовой эксплуатации (ВЛ85, 2ЭС5К), была предложена еще в середине XX века. Так как на этом виде подвижного состава для привода вспомогательных машин изначально

было решено использовать трехфазные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, перед инженерами и разработчиками встала серьезная задача преобразования однофазного переменного напряжения в трехфазное. В первые годы строительства электровозов переменного тока отсутствовали полупроводниковые приборы, которые можно было бы применять для задач расщепления фаз. Следовало найти наиболее удовлетворительное техническое решение, способное обеспечить приемлемое качество питания вспомогательных асинхронных двигателей, не отличающееся чрезмерной дороговизной и сложностью. Для организации трехфазной питающей сети на грузовых электровозах переменного тока было предложено использовать систему с вращающимся расщепителем фаз, которая применялась на наиболее ранних сериях электровозов переменного тока (ВЛ60, ВЛ80). Упрощенная схема питания вспомогательных трехфазных машин с вращающимся расщепителем фаз показана на рис. 1. Вращающийся фазорасщепитель запускается до включения в работу вспомогательных машин, обеспечивая им последующий облегченный пуск [4].

На более позднем ЭПС (2ЭС5К до модернизации, ЭП1М до модернизации) от применения таких расщепителей фаз отказались в силу их очевидных недостатков. Во-первых, это наличие самого расщепителя фаз, машины, не производящей полезной работы, которое оправдано лишь в пусковых и переходных режимах. В установившихся режимах работы 90–95% энергии потребляются вспомогательными машинами непосредственно из трансформаторной об-

мотки собственных нужд при участии конденсаторной батареи [5]. При этом получаемая таким образом трехфазная сеть будет симметричной только в случае соответствия всех параметров схемы расчетным значениям, что недостижимо на практике. Во-вторых, наличие дополнительной вращающейся машины усложняет конструкцию электровоза, понижает его общую надежность и энергетические показатели. Схема питания вспомогательных машин без вращающегося расщепителя фаз (схема с конденсаторным расщеплением тока) показана на рис. 2.

Конденсаторная схема действительно может применяться для питания асинхронных трехфазных двигателей, однако симметрия получаемого таким образом напряжения гарантирована лишь для одного режима работы, при котором выполняется ряд жестких требований, а именно: номинальное питающее напряжение, на которое рассчитана схема; номинальная величина нагрузки на двигатель; строго постоянное значение емкости фазосдвигающего конденсатора. Очевидно, что в условиях эксплуатации ЭПС выполнение данных требований невозможно из-за широкого диапазона изменения напряжения в контактной сети, а следовательно, и на обмотке собственных нужд. Величина емкости фазосдвигающих конденсаторов может изменяться по причине старения. В случае применения конденсаторной схемы питания вспомогательные машины работают в крайне неблагоприятных условиях. Исследования показывают, что асимметрия токов в двигателях может достигать 91% в пусковых и 55% в установившихся режимах. Кроме того, при пуске двигателя возникает

5–10-кратное увеличение тока, что также негативно сказывается на условиях его работы [6]. Асимметричное питание асинхронных машин приводит к возникновению токов обратной последовательности, которые для них являются крайне нежелательными, так как вызывают значительный нагрев, а также увеличивают пульсации электромагнитного момента двигателя. Что касается экстремально высоких значений пусковых токов, то они приводят к возрастанию электродинамических усилий, действующих на обмотки двигателя.

На электровозах ВЛ85 в качестве вспомогательных машин, а также в качестве вращающегося расщепителя фаз (в современной терминологии вращающийся расщепитель фаз называют пусковым двигателем) используется двигатель типа АНЭ225Л4-УХЛ2 производства Владимирского электромашиностроительного завода (ВЭМЗ). Данный двигатель был создан в начале 80-х годов XX века специально для эксплуатации в условиях электрической тяги и в первую очередь для электровозов Байкало-Амурской магистрали. АНЭ225Л4-УХЛ2 отличается от применяемого ранее АЭ92-4О2 повышенными требованиями по температурным режимам (до  $-60^{\circ}\text{C}$ ), а также увеличенной мощностью на единицу массы (при массе в 380 кг мощность двигателя составляет 55 кВт). После доводки конструкции двигателя АНЭ225Л4-УХЛ2 его выпуск осваивается на ООО «ПК «НЭВЗ»: машина получает обозначение НВА-55А. Для односекционных пассажирских электровозов серии ЭП1 создана модификация НВА-22 [7]. В конце первого десятилетия XX века была выпущена новая модификация такого двигателя, получившая название НВА-55С, главным от-

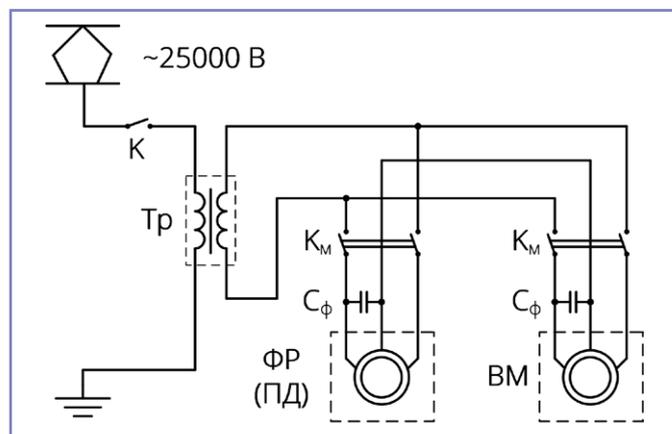


Рис. 1. Упрощенная схема питания вспомогательных машин переменного тока с пусковым двигателем (расщепителем фаз)

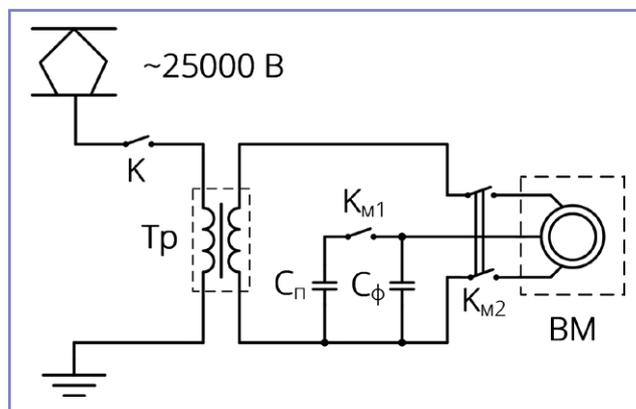


Рис. 2. Упрощенная схема питания вспомогательных машин переменного тока со статическим конденсаторным расщеплением фаз

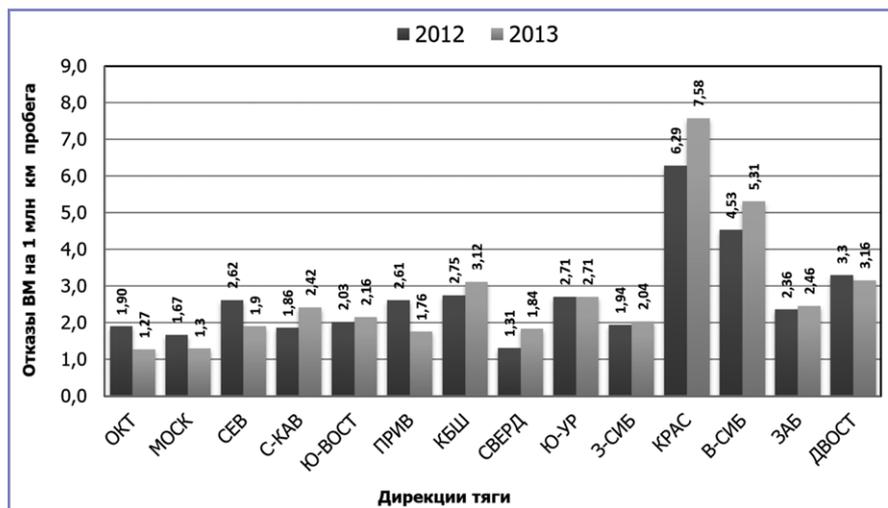


Рис. 3. Удельные показатели отказов вспомогательных машин электровозов по дирекциям тяги

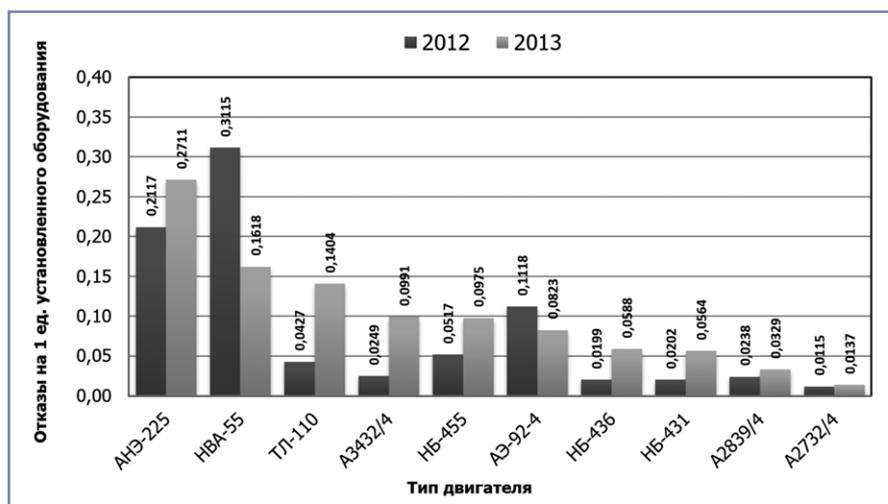


Рис. 4. Удельные показатели отказов вспомогательных электроприводов на единицу установленного оборудования

личием которой является беличья клетка, выполненная из меди.

Описанные выше схемы питания систем вспомогательных машин электровозов типов ВЛ85, 2ЭС5К и их аналогов имеют низкую надежность в эксплуатации. В целом эксплуатация локомотивов всех типов на сети ОАО «РЖД» свидетельствует о недостаточной надежности применяемых систем вспомогательных машин. Так, в 2012 году общее количество неисправностей вспомогательного оборудования на всех типах локомотивов составило 4129 (2,08 случая на 1 млн км пробега), а в 2013 – 4149 случаев (2,17 случая на 1 млн км пробега). На рис. 3 представлены величины удельных показателей (число отказов на 1 млн км пробега) отказов систем вспомогательных машин электровозов по отдельным дирекциям тяги в 2012 и 2013 годах [8].

Наибольшее число отказов приходится на Красноярскую и Восточно-Сибирскую дирекции тяги, являющиеся основным полигоном эксплуатации грузовых электровозов переменного тока (2ЭС5К, ЗЭС5К, ВЛ85). Применяемые на таких электровозах вспомогательные асинхронные двигатели имеют крайне низкую надежность в эксплуатации, что подтверждается данными по отказам, представленными на рис. 4. Асинхронный двигатель, применяемый для

привода вспомогательных машин на электровозах переменного тока, уступает в надежности коллекторным машинам, что неестественно для такого типа двигателей. При этом высокое число отказов таких машин не меняется год от года. Таким образом, электровозы, предназначенные для эксплуатации на самых грузонапряженных магистралях, не отвечают требованиям надежности.

Основные виды повреждений асинхронных двигателей АНЭ-225 и НВА-55 показаны в таблице 1.

Статистика распределения отказов по типам свидетельствует о преобладании повреждений, связанных с тепловыми перегрузками (выплавление ротора, пробой изоляции). Такого рода отказы характерны для работы в условиях значительных нештатных перегревов. А большая доля неисправностей подшипниковых узлов свидетельствует о наличии чрезмерных пульсаций крутящего момента на валах асинхронных машин. Подобные неисправности и являются причиной значительного числа отказов электровозов переменного тока.

Первыми попытками повышения надежности вспомогательных машин электровозов переменного тока серии 2ЭС5К, ЭП1М стали отказ от чисто конденсаторной схемы питания вспомогательных асинхронных двигателей и возврат к применяемой на более ранних электровозах схеме с вращающимся расщепителем фаз (пусковым двигателем). Однако практика показала, что подобные меры не приносят существенных улучшений в ситуации со вспомогательными машинами, а кроме того, приводят к снижению энергетических показателей электровозов.

Для повышения качества напряжения питания и управления производительностью вспомогательных электроприводов ОАО «Электровыпрямитель» в сотрудничестве с ОАО «ВЭЛНИИ» и ООО «ПК «НЭВЗ» осуществило разработку, изготовление и установку трех шкафов питания вспомогательных машин ШПВМ-250-У2 (схема показана на рис. 5) в электровозе 2ЭС5К № 153. Функционально

Таблица 1. Доли основных неисправностей от их общего числа для двигателей АНЭ-225 и НВА-55

Неисправность	АНЭ-225	НВА-55
Выплавление обмотки ротора	30,7%	19,4%
Неисправность подшипниковых узлов	21,8%	28,8%
Межвитковое замыкание в обмотке статора	10,2%	22,9%
Пробой изоляции обмотки статора на корпус	7,0%	3,1%

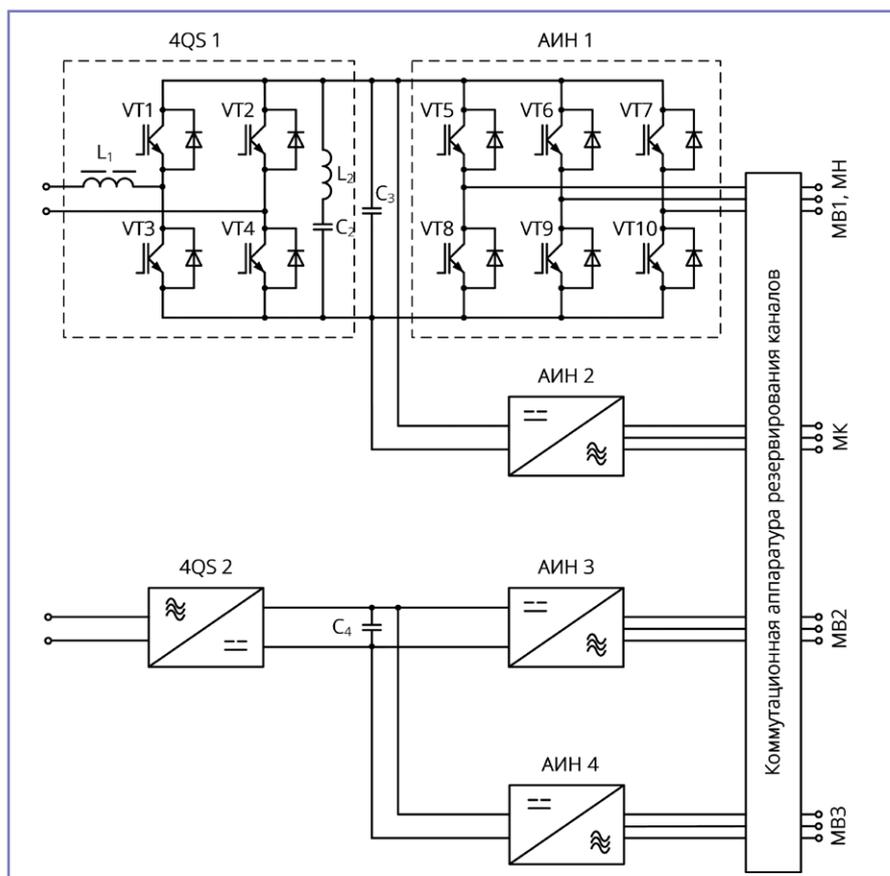


Рис. 5. Схема ШПВМ-250-У2

ШПВМ-250-У2 представляет собой два независимых двухканальных преобразователя частоты на IGBT-модулях, каждый из которых преобразует входное переменное однофазное напряжение в два регулируемых по величине и частоте трехфазных напряжения [9].

В ходе испытаний ШПВМ-250-У2 подтвердил свою работоспособность, однако его применение для массовой модернизации электровозов переменного тока, которых на сети ОАО «РЖД» насчитывается порядка 5000 единиц, затруднительно в силу ряда причин:

- сложная конструкция, требующая для своей реализации большого количества IGBT-ключей;

- затрудненное размещение ШПВМ-250-У2 в кузове уже построенного и эксплуатируемого электровоза;

- высокая стоимость готового изделия.

Другим способом, предложенным для облегчения условий работы вспомогательных машин, является применение индуктивно-емкостного преобразователя. Такое устройство разработано группой ученых института электродинамики Национальной академии наук Украины под руководством члена-корреспондента И.В. Волокова и получило название Velvet. Опытный образец изготовлен в ООО «Арнади». Однако в ходе испытаний было установлено, что применение

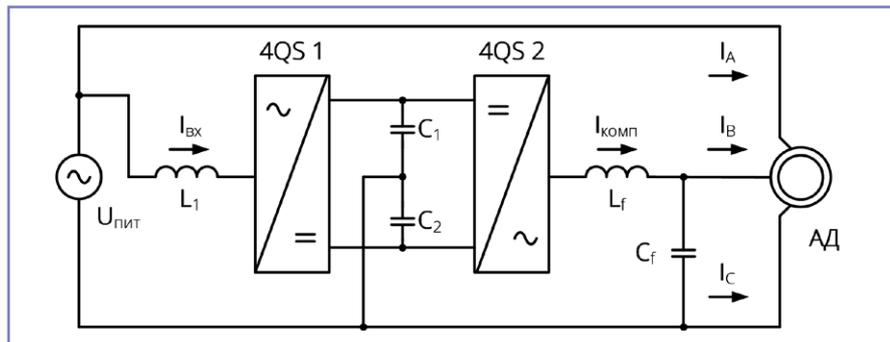


Рис. 6. Схема питания асинхронного двигателя с маловентильным преобразователем

подобных устройств не обеспечивает достаточно симметрии питающих токов и напряжений вспомогательных асинхронных двигателей [10].

Любые технические решения, связанные с изменением алгоритмов подключения конденсаторов в существующих схемах, емкости этих конденсаторов, а также конструкции самих вспомогательных двигателей, могут в той или иной мере улучшить ситуацию с потоком отказов, но не в состоянии привести к полному решению имеющейся проблемы.

Основным техническим противоречием задачи повышения надежности систем вспомогательных машин электровозов переменного тока является следующее. С одной стороны, массовое применение существующих конденсаторных схем оправдано их простотой и дешевизной, наличием опыта обслуживания и ремонтной базы. С другой стороны, схемы питания вспомогательных машин должны отвечать современным тенденциям в области локомотивостроения (должны быть построены с применением статических полупроводниковых преобразователей) для обеспечения требуемых показателей надежности. Максимально удачным является решение, объединяющее оба требования – желаемая схема питания вспомогательных машин должна одновременно обладать и своими простотой, и свойствами надежности. Сохранение существующих конденсаторных схем с незначительной их доработкой является наиболее рациональным решением. При этом доработка должна заключаться в применении преобразовательного устройства, задачей которого является не формирование трехфазного питания, а лишь коррекция существующей трехфазной сети, получаемой при помощи конденсаторов, за счет воздействия на конденсаторную фазу. Подобным устройством является маловентильный преобразователь собственных нужд, предложенный в работе кандидата технических наук А.В. Невинского [11]. При самом общем рассмотрении ясно, что такое устройство будет обладать существенно меньшими габаритами по сравнению с уже применяемыми преобразователями собственных нужд и, соответственно, меньшей стоимостью. Схема, поясняющая принцип подключения маловентильного преобразователя в конденсаторную схему питания асинхронного двигателя, показана на рис. 6.

В ходе работы для обеспечения баланса в трехфазной системе преобразователь осуществляет дополнительный отбор мощности от источника питания, потребляя из него входной ток  $I_{вх}$  и вырабатывает ток компенсации  $I_{комп}$ , направляемый в конденсаторную фазу двигателя. В отдельных режимах преобразователь осуществляет обратную работу – отводит лишнюю мощность с конденсаторной фазы в источник питания.

Одним из главных достоинств малогабаритного преобразователя собственных нужд является возможность его установки в схему уже построенного и эксплуатируемого электровоза, при этом возможна установка преобразователя взамен расположенных в кузове электровоза пусковых двигателей и батареи пусковых конденсаторов. Плюсами такого решения являются:

- минимальное количество транзисторных ключей в схеме преобразователя, что обуславливает небольшие габариты, а также низкую стоимость готового изделия;

- возможность массовой модернизации электровозов в условиях локомотиворемонтных предприятий.

Сложившаяся ситуация со вспомогательными машинами требует скорейшего решения. Применяемые сегодня на электровозах переменного тока схемы питания систем вспомогательных машин не в состоянии обеспечить используемые в них асинхронные двигатели качественным питанием в широких диапазонах изменения условий работы ЭПС. Для

решения проблемы со вспомогательными машинами требуются проведение детальной научной и экспериментальной работы, разработка и применение действенных мер, направленных на улучшение условий работы вспомогательных асинхронных двигателей электровозов переменного тока.

### Литература

1. ГОСТ Р 55364–2012.
2. Захарченко Д.Д. Подвижной состав электрических железных дорог. Тяговые электромашины и трансформаторы / Д.Д. Захарченко, Н.А. Ротанов, Е.В. Горчаков, П.Н. Шляхто. – М.: Транспорт, 1968. – 296 с.
3. Ермолин Н.П. Надёжность электрических машин / Н.П. Ермолин, И.П. Жерихин. – Л.: Энергия. – 248 с.
4. Федюков Ю.А. Расцепитель фаз и расцепительный эффект / Ю.А. Федюков, Е.А. Марченко, С.В. Фошкина // Локомотив, 2011, № 4.
5. Федюков Ю.А. Энергетические характеристики расцепителей фаз // Электровозостроение: сборник научных трудов. – Новочеркасск: ОАО «ВЭЛНИИ», 2001. – Т. 43.
6. Шестопёров Г.Н. Анализ электрических характеристик в системах питания вспомогательных машин электровозов переменного тока серии «Ермак» / Г.Н. Шестопёров, О.Г. Аришкин, А.А. Тишкин, И.В. Синявский // Электровозостроение: сборник научных трудов. – Новочеркасск: ОАО «ВЭЛНИИ», 2011. – Т. 61.
7. Рутштейн А.М. Вспомогательный привод электровозов переменного тока // Электровозостроение: сборник научных трудов. – Новочеркасск: ОАО «ВЭЛНИИ», 2008. – Т. 56.
8. Литовченко В.В. Применение симметрирующего устройства, как способ снижения

отказов вспомогательных асинхронных двигателей / В.В. Литовченко, А.Ю. Малютин // Перспективы развития сервисного обслуживания локомотивов: материалы второй международной научно-практической конференции. – М.: ООО «Локомотивные технологии», 2015.

9. Тишкин А.А. Энергосбережение в системах питания вспомогательных машин электровозов переменного тока серии «Ермак» / А.А. Тишкин, А.А. Курганов, А.А. Калюжный, И.В. Синявский // Электровозостроение: сборник научных трудов. – Новочеркасск: ОАО «ВЭЛНИИ», 2012. – Т. 63.

10. Протокол испытаний электродвигателя типа АНЭ225L4 с устройством «Velvet» № 7.14.12.652. – Владимир: ИЦ ЭМБЭП ОАО «НИПТИЭМ», 2014.

11. Невинский А.В. Совершенствование системы питания вспомогательных электроприводов электровозов переменного тока: дисс. ... канд. техн. наук // М.: МИИТ, 2011.

### **Малютин Артём Юрьевич**

Родился в 1991 году. В 2013 году окончил Московский государственный университет путей сообщения (МИИТ) по специальности «Электрический транспорт железных дорог». Опыт работы – 3 года. В настоящее время является аспирантом МГУПС (МИИТ). Имеет 9 печатных работ.

### **Malyutin Artyom**

Was born in 1991. Graduated from Moscow State Railway University (MIIT) with speciality «Electric transport of railways» in 2013. He has 3 years of work experience. Now is being a post-graduate student of Moscow State Railway University (MIIT). He has 9 scientific papers.

# Аналитические аспекты возможности выравнивания напряжения на шинах тяговых подстанций постоянного тока

// Analytical aspects of the ability to equalize the voltage on the busbars of traction substations DC //

Гречишников В.А., д.т. н., доцент,  
Шаламай И.В., Куров Н.Д.,  
Власов С.П., д.т. н., профессор,  
МГУПС (МИИТ), г. Москва

*Режим напряжения в тяговой сети крайне важен, поскольку может вызывать нежелательные перетоки мощности, что, в свою очередь, приводит к потерям мощности в тяговой сети. Идеальным вариантом является обеспечение равенства напряжений на шинах всех подстанций при любых изменениях параметров системы тягового электроснабжения. Применение матричного метода расчета электрических схем дало теоретические предпосылки по формированию алгоритмов управления напряжением на шинах тяговых подстанций для его выравнивания по всему участку электрических железных дорог постоянного тока. Ключевые слова: напряжение тяговой подстанции, выравнивание напряжения, матричные методы, алгоритмы управления, минимизация матричных функций.*

## Расчет напряжения на шинах тяговых подстанций

Режим напряжения в тяговой сети крайне важен еще и потому, что может вызывать нежелательные перетоки мощности по зонам питания от подстанции с более высоким напряжением на шинах к подстанции с меньшим напряжением на шинах. Иными словами, по зоне питания протекает так называемый уравнивающий ток, который приводит к потерям энергии в тяговой сети. Идеальным вариантом было бы обеспечение равенства напряжений на шинах всех подстанций при любых изменениях параметров электрической схемы замещения системы тягового электроснабжения [1].

На первом этапе решения поставленной задачи необходимо составить такую схему расчетов, чтобы определять напряжения на шинах всех тяговых подстанций с учетом всех остальных элемен-

*Mode voltage in the traction network is very important due to the fact that it can cause unwanted power flow which leads to power losses in electric traction network. The ideal is an equality of voltage on buses of substations in case of any changes of parameters of traction power supply system. The application of the matrix method of calculation of electric circuits gave a theoretical background on formation control algorithms for voltage at the busbars of traction substations to balance it around the section of electric Railways, DC.*

*Keywords: voltage of rectifier substation, voltage grading, matrix method, control algorithm, minimization of matrix functions.*

тов схемы [4, 6]. На втором этапе необходимо определить условия выравнивания напряжений на шинах всех тяговых подстанций с учетом всех остальных элементов схемы или разработать алгоритм, минимизирующий разницу напряжений на шинах с целью уменьшения потерь от так называемых уравнивающих токов [5, 7].

Запишем уравнение из метода узловых потенциалов

$$\varphi^y = (G^y)^{-1} \cdot (J^y - A \cdot G^b \cdot E^b). \quad (1)$$

Для определения напряжений ветвей схемы используют выражение  $U^b = A^T \cdot \varphi^y$ . Сформируем матрицу напряжений на тех узлах, разница потенциалов на которых соответствует напряжениям на шинах подстанций [3]. Это можно сделать посредством матрицы  $A_{ТП}$ . Матрица  $A_{ТП}$  должна описывать узлы втекания и вытекания тока подстанции и протекающего через ЭДС подстанции

и внутреннее сопротивление подстанции. Размерность матрицы  $A_{ТП}[y, N_{ТП}]$ , где  $N_{ТП}$  – число тяговых подстанций. Тогда  $U^{b\text{ТП}} = A_{ТП}^T \cdot \varphi^y$ . Раскрывая  $\varphi^y$ , получим

$$U^{b\text{ТП}} = A_{ТП}^T \cdot \varphi^y = A_{ТП}^T \cdot (G^y)^{-1} \cdot J^y - A_{ТП}^T \cdot (G^y)^{-1} \cdot A \cdot G^b \cdot E^b. \quad (2)$$

Анализ формулы показывает очевидные вещи: первое слагаемое

$$A_{ТП}^T \cdot (G^y)^{-1} \cdot J^y$$

определяет влияние задающих токов узлов, через которые выражают тяговую нагрузку, на напряжение на шинах подстанций. Второе слагаемое

$$A_{ТП}^T \cdot (G^y)^{-1} \cdot A \cdot G^b \cdot E^b$$

определяет влияние ЭДС, которыми выражают напряжение холостого хода подстанции, зависящее от силового оборудования тяговой подстанции и внешней энергосистемы, на напряжение на шинах подстанции. Матрицы  $A_{ТП}^T$ ,  $(G^y)^{-1}$ ,  $A$ ,  $G^b$  зависят от конфигурации и параметров схемы замещения системы тягового электроснабжения и, при определенных допущениях, практически статичны, то есть они определяют коэффициенты или степени влияния  $J^y$  и  $E^b$  на напряжения на шинах тяговых подстанций. Значит можно для упрощения понимания записать

$$U^{b\text{ТП}} = K_1 \cdot J^y - K_2 \cdot E^b. \quad (3)$$

Размерность матрицы  $K_1[N_{ТП}, y]$ , размерность матрицы  $K_2[N_{ТП}, \theta]$ .

Положим принцип управления напряжением на шинах тяговых подстанций таким, что их уровень будет стремиться к среднему напряжению на шинах всех подстанций. Идея такого подхода основывается на том, что тяговая нагрузка практически всегда существует (если тяговой нагрузки нет, то по межподстанционным зонам токи не протекают при любых напряжениях на шинах подстанций из-за «запирания» подстанций с наименьшим напряжением

холостого хода), что вызывает падение напряжения в силовых цепях тяговых подстанций и снижение напряжения на шинах по отношению к напряжению холостого хода [2, 8]. Следовательно, напряжение всегда на всех подстанциях «проседает», но по-разному, поэтому бессмысленно стремиться к уровню холостого хода. Можно стремиться к номинальному уровню (3300 В для тяговых подстанций электрифицированных железных дорог и 825 В – для тяговых подстанций метрополитенов), однако это является частным случаем более общей задачи по обеспечению среднего уровня напряжения между всеми тяговыми подстанциями, ведь средний уровень всегда можно заменить на номинальный. Более того, компенсировать падение напряжения до среднего уровня возможно придется на меньшую величину, чем до номинального, что может приводить к сокращению расходов на компенсацию. К этому же выводу можно прийти при нахождении линии, построенной методом наименьших квадратов, если в качестве линии принять горизонтальную линию.

Если в качестве линии принять горизонтальную линию  $y = B$ , то расстояние по вертикали от точки  $(x_k; y_k)$  до точки  $(x_k; B)$  на линии  $y = B$  равно  $d_k = |B - y_k|$ . Нужно минимизировать сумму квадратов расстояний по вертикали  $d_k$ .

$$E(B) = \sum_{k=1}^n (B - y_k)^2 = \sum_{k=1}^n d_k^2. \quad (4)$$

Продифференцируем  $E(B)$  по  $B$ . Получим

$$\frac{dE(B)}{dB} = \sum_{k=1}^n 2(B - y_k) = 2 \sum_{k=1}^n (B - y_k). \quad (5)$$

Положим производную равной нулю и воспользуемся свойством дистрибутивности суммы, чтобы получить

$$2 \sum_{k=1}^n (B - y_k) = 0 \Rightarrow n \cdot B - \sum_{k=1}^n y_k = 0 \Rightarrow B = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n y_k,$$

то есть если в качестве  $y_k$  принять  $U_k^{в\text{тп}}$ , то

$$U_{\text{ср}}^{в\text{тп}} = \frac{1}{N_{\text{тп}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} U_i^{в\text{тп}}. \quad (6)$$

Таким образом, получаем соотношение  $U^{в\text{тп}} \rightarrow U_{\text{ср}}^{в\text{тп}}$  или  $U^{в\text{тп}} - U_{\text{ср}}^{в\text{тп}} \rightarrow 0$ .

Если  $U_{\text{ср}}^{в\text{тп}} = \frac{1}{N_{\text{тп}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} U_i^{в\text{тп}}$ , но

$U^{в\text{тп}} = K_1 \cdot J^y - K_2 \cdot E^B$ , значит

$$U_{\text{ср}}^{в\text{тп}} = \frac{1}{N_{\text{тп}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} U_i^{в\text{тп}} = \frac{1}{N_{\text{тп}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} [(K_1 \cdot J^y)_i - (K_2 \cdot E^B)_i] = \frac{1}{N_{\text{тп}}} (\sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} (K_1 \cdot J^y)_i - \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} (K_2 \cdot E^B)_i). \quad (7)$$

Матрица  $K_2$  имеет вид  $K_2 = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & \dots & B \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ N_{\text{тп}} \end{matrix} & \begin{bmatrix} K_{2,1,1} & K_{2,1,2} & K_{2,1,3} & \dots & K_{2,1,B} \\ K_{2,2,1} & K_{2,2,2} & K_{2,2,3} & \dots & K_{2,2,B} \\ K_{2,3,1} & K_{2,3,2} & K_{2,3,3} & \dots & K_{2,3,B} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{2,N_{\text{тп}},1} & K_{2,N_{\text{тп}},2} & K_{2,N_{\text{тп}},3} & \dots & K_{2,N_{\text{тп}},B} \end{bmatrix} \end{matrix}$

Матрица  $E^B$  имеет вид  $E^B = \begin{matrix} \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ B \end{matrix} & \begin{bmatrix} E_1^B \\ E_2^B \\ E_3^B \\ \vdots \\ E_B^B \end{bmatrix} \end{matrix}$

Матрица произведения  $K_2 \cdot E^B$  будет иметь вид

$$K_2 \cdot E^B = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ N_{\text{тп}} \end{matrix} & \begin{bmatrix} K_{2,1,1} \cdot E_1^B + K_{2,1,2} \cdot E_2^B + K_{2,1,3} \cdot E_3^B + \dots + K_{2,1,B} \cdot E_B^B \\ K_{2,2,1} \cdot E_1^B + K_{2,2,2} \cdot E_2^B + K_{2,2,3} \cdot E_3^B + \dots + K_{2,2,B} \cdot E_B^B \\ K_{2,3,1} \cdot E_1^B + K_{2,3,2} \cdot E_2^B + K_{2,3,3} \cdot E_3^B + \dots + K_{2,3,B} \cdot E_B^B \\ \vdots \\ K_{2,N_{\text{тп}},1} \cdot E_1^B + K_{2,N_{\text{тп}},2} \cdot E_2^B + K_{2,N_{\text{тп}},3} \cdot E_3^B + \dots + K_{2,N_{\text{тп}},B} \cdot E_B^B \end{bmatrix} \end{matrix}$$

откуда  $\sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} (K_2 \cdot E^B)_i$  можно выразить как

$$\sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} (K_2 \cdot E^B)_i = K_{2,1,1} \cdot E_1^B + K_{2,1,2} \cdot E_2^B + K_{2,1,3} \cdot E_3^B + \dots + K_{2,1,B} \cdot E_B^B + K_{2,2,1} \cdot E_1^B + K_{2,2,2} \cdot E_2^B + K_{2,2,3} \cdot E_3^B + \dots + K_{2,2,B} \cdot E_B^B + K_{2,3,1} \cdot E_1^B + K_{2,3,2} \cdot E_2^B + K_{2,3,3} \cdot E_3^B + \dots + K_{2,3,B} \cdot E_B^B + \dots + K_{2,N_{\text{тп}},1} \cdot E_1^B + K_{2,N_{\text{тп}},2} \cdot E_2^B + K_{2,N_{\text{тп}},3} \cdot E_3^B + \dots + K_{2,N_{\text{тп}},B} \cdot E_B^B$$

или

$$\sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} (K_2 \cdot E^B)_i = E_1^B \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{2,i,1} + E_2^B \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{2,i,2} + E_3^B \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{2,i,3} + \dots + E_B^B \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{2,i,B}. \quad (8)$$

Аналогично

$$\sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} (K_1 \cdot J^y)_i = J_1^y \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{1,i,1} + J_2^y \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{1,i,2} + J_3^y \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{1,i,3} + \dots + J_y^y \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{1,i,y}. \quad (9)$$

Далее можно записать следующее:

$$\frac{1}{N_{\text{тп}}} \left( \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} (K_1 \cdot J^y)_i - \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} (K_2 \cdot E^B)_i \right) = \frac{1}{N_{\text{тп}}} \left( J_1^y \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{1,i,1} + J_2^y \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{1,i,2} + J_3^y \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{1,i,3} + \dots + J_y^y \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{1,i,y} - \left[ E_1^B \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{2,i,1} + E_2^B \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{2,i,2} + E_3^B \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{2,i,3} + \dots + E_B^B \sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{2,i,B} \right] \right)$$

или

$$U_{\text{ср}}^{в\text{тп}} = \left\| \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{1,i,1}}{N_{\text{тп}}} \quad \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{1,i,2}}{N_{\text{тп}}} \quad \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{1,i,3}}{N_{\text{тп}}} \quad \dots \quad \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{1,i,y}}{N_{\text{тп}}} \right\| \times \begin{bmatrix} J_1^y \\ J_2^y \\ J_3^y \\ \vdots \\ J_y^y \end{bmatrix} - \left\| \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{2,i,1}}{N_{\text{тп}}} \quad \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{2,i,2}}{N_{\text{тп}}} \quad \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{2,i,3}}{N_{\text{тп}}} \quad \dots \quad \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{тп}}} K_{2,i,B}}{N_{\text{тп}}} \right\| \times \begin{bmatrix} E_1^B \\ E_2^B \\ E_3^B \\ \vdots \\ E_B^B \end{bmatrix}.$$

Чтобы  $U_{\text{ср}}^{в\text{тп}}$  получилась матрицей-столбцом, равной по размерности  $U^{в\text{тп}}$ , достаточно в левых матрицах произведений размножить первую строчку  $N_{\text{тп}}$  раз.

В итоге можно прийти к следующей записи:

$$U_{\text{ср}}^{\text{ВТП}} - U_{\text{ср}}^{\text{В}} = K_1 \cdot J^y - K_2 \cdot E^{\text{В}} - \\ (\tilde{K}_1 \cdot J^y - \tilde{K}_2 \cdot E^{\text{В}}) = \\ = (K_1 - \tilde{K}_1) J^y - (K_2 - \tilde{K}_2) E^{\text{В}}. \quad (10)$$

Для минимизации разницы можно взять частные производные по  $E_k^{\text{В}}$  и получить систему из  $N_{\text{тп}}$  уравнений и  $N_{\text{тп}}$  неизвестными в виде  $E_k^{\text{В}}$ . Решение этой системы позволит определить управляющие воздействия на напряжения на шинах подстанций за счет изменения напряжений холостого хода вследствие, например, применения регулирования под нагрузкой трансформаторов или регулирования работой выпрямительного агрегата на управляемых полупроводниковых элементах, а также за счет применения регулируемых вольтодобавочных устройств.

### Литература

1. Андреев В.В. Расчет относительной реализуемой мощности трансформатора тяговой подстанции по старению изоляции [Текст] / В.В. Андреев, В.А. Гречишников, Н.Н. Привезенцев, М.В. Шевлюгин // Электротехника. – 2011. – № 8. – С. 46–49.
2. Бадёр М.П. Анализ показателей работы силового оборудования системы тягового электроснабжения ОАО «РЖД» на основе мониторинга показателей АСКУЭ тяговых подстанций в режиме реального времени [Текст] / М.П. Бадёр, В.А. Гречишников, Ю.Н. Король, М.В. Шевлюгин // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2011. – № 5–6. – С. 5–8.
3. Гречишников В.А. Расчет системы тягового электроснабжения метрополитена с учетом частичных токов рекуперации, отдаваемых вагонами типа «Русич» [Текст] / В.А. Гречишников // Электротехника. – 2010. – № 5. – С. 29–33.
4. Андреев В.В. Расчет интегральных показателей работы разветвленных систем тягового электроснабжения [Текст] / В.В. Андреев, В.А. Гречишников, М.В. Шевлюгин // Электротехника. – 2012. – № 12. – С. 32–36.
5. Гречишников В.А. Теоретическое обоснование эффективности использования накопителей энергии неуправляемого типа в системе тягового электроснабжения метрополитена [Текст] / М.В. Шевлюгин, В.А. Гречишников // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2013. – № 5. – С. 17–19.
6. Гречишников В.А. Оценка гармонических составляющих тягового тока в системе электроснабжения метрополитена при работе 12-пульсовых выпрямительных агре-

гатов [Текст] / М.П. Бадёр, В.А. Гречишников, М.В. Шевлюгин, Данг Вьет Фук // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2016. – № 1. – С. 17–21.

7. Гречишников В.А. Повышение качества электрической энергии в системе тягового электроснабжения метрополитена с использованием 12-пульсовых преобразовательных агрегатов [Текст] / М.П. Бадёр, П.Ф. Бестемьянов, В.А. Гречишников, М.В. Шевлюгин, Данг Вьет Фук // Практическая силовая электроника. – 2016. – № 2. – С. 38–43.

8. Гречишников В.А. Развитие методологии расчета систем тягового электроснабжения [Текст] / В.В. Андреев, В.А. Гречишников, Ю.Н. Король, М.В. Шевлюгин // Железнодорожный транспорт. – 2014. – № 8. – С. 32–34.

#### **Гречишников Виктор Александрович**

Родился в 1974 году. В 1996 году окончил Московский государственный университет путей сообщения (МИИТ) по специальности «Энергоснабжение электрифицированных железных дорог». Доктор технических наук, доцент. В 2014 году защитил докторскую диссертацию на тему «Измерительно-аналитическая программно-аппаратная система защиты и диагностики основного оборудования тяговых подстанций постоянного тока». Опыт работы – 20 лет. В настоящее время работает первым заместителем директора – начальником учебного отдела Института транспортной техники и систем управления МГУПС (МИИТ), профессором кафедры «Электроэнергетика транспорта». Имеет 88 научных трудов и патентов.

#### **Шаламай Ирина Валерьевна**

Родилась в 1990 году. В 2013 году окончила Московский государственный университет путей сообщения (МИИТ) по специальности «Электроснабжение железных дорог». Опыт работы – 6 лет. В настоящее время работает старшим преподавателем кафедры «Электроэнергетика транспорта» МГУПС (МИИТ). Имеет 14 научных трудов.

#### **Куров Никита Дмитриевич**

Родился в 1994 году. В 2016 году окончил Московский государственный университет путей сообщения (МИИТ) по специальности «Системы обеспечения движения поездов». Опыт работы – 2 года. В настоящее время аспирант кафедры «Электроэнергетика транспорта» МГУПС (МИИТ). Имеет 8 научных трудов.

#### **Власов Станислав Петрович**

Родился в 1940 году. В 1963 году окончил Московский институт инженеров транспорта (МИИТ) по специальности «Электроснабже-

ние железных дорог». Доктор технических наук, профессор. В 1992 году защитил диссертацию на тему «Совершенствование системы тягового электроснабжения переменного тока 25 кВ с помощью вольтодобавочных трансформаторов». Опыт работы – 52 года. В настоящее время работает профессором кафедры «Электроэнергетика транспорта» МГУПС (МИИТ). Имеет 50 научных трудов.

#### **Grechishnikov Viktor**

Was born in 1974. In 1996 he graduated from Moscow State University of Railway Engineering majoring in «Power supply of electrified railways». He is Doctor of Technical Science, associate professor. In 2014 he defended the thesis, the subject of thesis is «Measuring and analytical software and hardware protection and diagnostic of the main equipment of direct current traction substations». He has 20 years of work experience. At present he works as First Deputy Director –Head of training division of Moscow State University of Railway Engineering, professor of «Transport electric power engineering» department of Moscow State University of Railway Engineering. He has 88 scientific works and patents.

#### **Shalamai Irina**

Was born in 1990. In 2013 she graduated from Moscow State University of Railway Engineering majoring in «Electric supply of railways». She has 6 years of work experience. At present she works as Head teacher of «Transport Electric Supply» department of Moscow State University of Railway Engineering. She has 14 scientific works.

#### **Kurov Nikita**

Was born in 1994. In 2016 he graduated from Moscow State University of Railway Engineering majoring in «Trains running service system». He has 2 years of work experience. At present, he is postgraduate student of «Transport Electric Supply» department of Moscow State University of Railway Engineering. He has 8 scientific works.

#### **Vlasov Stanislav**

Was born in 1940. In 1963 he graduated from Moscow State University of Railway Engineering majoring in «Electric supply of railways». He is Doctor of Technical Science, Professor. In 1992 he defended the thesis, the subject of thesis is «25 kV alternate current traction power supply system development by booster transformers». He has 52 years of work experience. At present he works as professor of «Transport Electric Supply» department of Moscow State University of Railway Engineering. He has 50 scientific works.

# Математическая модель взаимодействия клиентских групп пешеходов внутри транспортного узла

// A mathematical model of the pedestrians client groups interaction inside the transport hub //

Искаков Т.А.,  
Сидоренко В.Г., д.т. н., профессор,  
МГУПС (МИИТ), г. Москва

*В статье рассматривается математическая модель взаимодействия различных клиентских групп между собой и с системами обслуживания на территории транспортного узла, представлена структурная схема модели системы обслуживания.*

*Ключевые слова:* имитационное моделирование, пешеходные потоки, теория управления, системы обслуживания, метрополитен.

Московский метрополитен – транспортное предприятие повышенной опасности. Этот факт обусловлен большим пассажиропотоком и сложной системой инженерных сооружений. В часы пик на электроподвижной состав приходятся большие нагрузки, что отрицательно влияет на его техническое состояние.

При моделировании процессов внутри транспортного узла в период сверхнагрузок существенное значение имеют распределение пассажиропотока и его рост, пропускная способность объектов транспортной инфраструктуры, взаимодействие пассажиров с системами обслуживания и препятствиями и выбор способа управления пропускной способностью инфраструктуры. Такую ситуацию можно рассмотреть на примере станции «Спартак» Московского метрополитена в период проведения культурно-массового мероприятия.

Построим математическую модель исследуемой системы. Она имеет несколько входов и выходов:

- входами являются клиентские группы болельщиков, прибывающие на футбольный матч на поездах на станцию «Спартак». Модели поведения болельщиков могут кардинально отличаться в зависимости от принадлежности к той или иной клиентской группе, а пересечение пассажиропотоков некоторых из

*The article considers mathematical model of different client groups interaction between themselves and with maintenance inside transport hub. Block diagram of the system model services is presented.*

*Keywords:* simulation modeling, pedestrian flows, management science, service.

них может привести к возникновению нештатных ситуаций. Подробное описание таких клиентских групп представлено в статье [1];

- выходами системы являются потоки людей (представителей клиентских групп) на северном и южном выходах станции «Спартак». Модель станции реализована в системе AnyLogic.

Плотность потока представителей клиентских групп  $y_k(t)$ , проходящих через сечение в пространстве, соответствующее  $k$ -му выходу за единицу времени, определяется по формуле

$$y_k(t) = \sum_{n=1}^{N_T} t_{N_T \leq t} \sum_{j=1}^{N_g} \alpha_{kj} p_{nj}(t - \theta),$$

$$k = 1..N_e, \quad (1)$$

где  $t$  – время;

$j$  – номер клиентской группы;

$i$  – номер системы обслуживания;

$\alpha_{kj}$  – доля представителей  $j$ -й клиентской группы,двигающихся к  $k$ -му выходу:

$$\sum_{k=1}^{N_e} \alpha_{kj} = 1, \quad j = 1..N_g; \quad (2)$$

$p_{nj}$  – плотность потока представителей клиентской группы  $j$  на выходе из  $n$ -го поезда;

$$p_{nj}(t) = \begin{cases} \frac{dx_{nj}}{dt} \approx \frac{x_{nj}}{T_n}, & \text{если } t_n \leq t \leq t_n + T_n \\ 0, & \text{в противном случае} \end{cases} \quad (3)$$

$$\int_{t_n}^{t_n + T_n} p_{nj}(t) dt = x_{nj}; \quad (4)$$

$x_{nj}$  – количество представителей клиентской группы  $j$ , вышедших из  $n$ -го по-

езда. Моделируя прибытие пассажиров на станцию метрополитена, их можно представить в качестве последовательности равноотстоящих импульсов с периодом повторения, равным периоду прибытия поездов, и имеющих одинаковую форму, но разную амплитуду;

$T_n$  – длительность стоянки  $n$ -го поезда.

Плотность пассажиропотока на входе на станцию и на выходе после прохождения систем обслуживания примерно одинакова. Отличие заключается в величине запаздывания функции  $p_{nj}$  – времени  $\theta$ , которое затрачивается на прохождение всех элементов инфраструктуры и на потерю времени в очередях. Она имеет вид

$$\theta = t_n - \sum_{i=1}^{N_{sk}} T_{ji} - \sum_{i=1}^{N_{sk}} \tau_{ji} - \frac{S_{jk}}{V_j} - \delta, \quad (5)$$

где  $t_n$  – время прибытия  $n$ -го поезда;

$S_{jk}$  – сумма отрезков между системами обслуживания участника  $j$ -й группы на пути к  $k$ -му выходу;

$V_j$  – скорость движения участника  $j$ -й клиентской группы;

$T_{ji}$  – интервал времени, затрачиваемый участником  $j$ -й клиентской группы на прохождение  $i$ -й системы обслуживания;

$\tau_{ji}$  – интервал времени, затрачиваемый участником  $j$ -й клиентской группы на ожидание прохождение  $i$ -й системы обслуживания, является функцией

$$\sum_{n=0}^{N_T-1} t_{N_T \leq t} \sum_{j=1}^{N_g} \alpha_{kj} x_{nj}; \quad (6)$$

$N_g$  – количество клиентских групп;

$N_{sk}$  – количество систем обслуживания на пути к  $k$ -му выходу;

$N_e$  – количество выходов;

$N_T$  – количество рассматриваемых поездов, прибывших до момента времени  $t$ :  $t_{N_T} \leq t$ ;

$\delta$  – величина запаздывания, определяемая взаимодействием представителей клиентских групп.

Взаимодействие людей во многом определяется плотностью пешеходного

потока, проходящего через рассматриваемое сечение в пространстве.

Аналізу поведения пешеходных потоков посвящено большое количество исследований, основу которых составляет различный математический аппарат. Существуют модели пешеходных потоков, основанные на теории притягивающихся сил, теории очередей, модели, использующие клеточные автоматы, и модель социальных сил, использующая ньютоновскую механику для описания движения пешеходных потоков [5]. Базовыми понятиями в этих моделях при определении поведения людей в потоке являются:

- радиус личного пространства пешехода;
- вектор скорости движения пешехода.

Выделяют три радиуса зоны личного пространства пешехода, от которых зависит его скорость движения [2-4]. В каждый момент времени участник пешеходного потока имеет три альтернативы по отношению к выбору абсолютного значения своей новой скорости: сохранить текущую скорость, увеличить ее или уменьшить при большем или меньшем радиусе личного пространства соответственно. При возникновении давки радиус личного пространства человека сильно уменьшается, что в состоянии спровоцировать возникновение паники. Вследствие этого пешеход стремится расширить свое личное пространство, что приводит к возникновению эффекта «турбулентности» толпы. Создана модель, позволяющая исследовать динамику перемещения агентов с учетом эффекта толпы при различных сценариях, в частности, в условиях экстремальных ситуаций при наличии эффектов давки и «турбулентности» [4]. Для того чтобы не допустить эффект «турбулентности», необходимо поддерживать как можно больший радиус личного пространства пешехода.

Целью управления в нашем случае является успешное прохождение маршрута каждым участником клиентских групп – прибытие на стадион до начала матча, которое требует выполнения следующего неравенства:

$$\sum_{k=1}^{N_e} \int_{t_s}^{t_{fk}} y_k(t) dt \geq Y, \quad (7)$$

где  $Y$  – число зрителей, которые планировали добраться до места проведения мероприятия на метро;

$t_s$  – время прибытия первого зрителя;

$t_{fk}$  – момент времени для  $k$ -го выхода, после которого зрители не успевают занять свои места до начала матча.

Критерием достижения поставленной цели является минимум опоздавших зрителей

$$Crit = \sum_{k=1}^{N_e} \int_{t_s}^{t_{fk}} y_k(t) dt - Y \geq 0$$

$$Crit = \sum_{k=1}^{N_e} \int_{t_s}^{t_{fk}} y_k(t) dt \rightarrow max. \quad (8)$$

Достижение поставленной цели реализуется в соответствии с выражением (5) при условии  $\tau_{ji} \rightarrow 0, i = 1..N_{sk}, j = 1..N_g$ . Иначе частными критериями являются следующие выражения:

- минимум математического ожидания интервала времени, затрачиваемого людьми на ожидание при прохождении всех систем обслуживания (при учете условий комфортности обслуживания людей):

$$\sum_{k=1}^{N_e} \sum_{N_T=1}^{N_{Tf}} |t_{N_Tf} \leq t_{fk} \sum_{i=1}^{N_{sk}} \sum_{j=1}^{N_g} \tau_{ji} \times$$

$$\times \left( \sum_{n=0}^{N_T-1} |t_{N_T} \leq t \sum_{j=1}^{N_g} \alpha_{kj} x_{nj} \right) \rightarrow min; \quad (9)$$

- отсутствие очередей в момент времени (без учета условий комфортности обслуживания людей):

$$\tau_{ji} \left( \sum_{n=0}^{N_T-1} |t_{N_T} \leq t \sum_{j=1}^{N_g} \alpha_{kj} x_{nj} \right) \rightarrow 0$$

при  $t > t_{fk}, k = 1..N_e, i = 1..N_{sk}. \quad (10)$

Ограничениями на управление являются:

- максимальная плотность потока людей, которые могут пройти через  $k$ -й выход в момент времени  $t$ :

$$y_k(t) - y_{kmax} \leq 0, k = 1..N_e, \quad (11)$$

где  $y_{kmax}$  – максимальное число людей, которые могут пройти через  $k$ -й выход в момент времени  $t$ ;

- максимальная плотность потока людей, которые могут пройти через  $i$ -ю систему обслуживания в момент времени  $t, c_i(t)$ :

$$c_i(t) - c_{imax}(t) \leq 0, i = 1..N_s, \quad (12)$$

где  $c_{imax}$  – максимальное число людей, которые могут пройти через  $i$ -ю систему обслуживания в момент времени  $t$ .

При невыполнении этих ограничений будут образовываться очереди и увеличиваться интервалы времени, затрачиваемые на прохождение систем обслуживания. Графическая реализация математической модели представлена на рис. 1.

Структурная схема разработанной модели системы обслуживания представлена на рис. 2. На вход системы поступает пешеходный поток плотностью  $w_{i-1}(t)$ , сформировавшийся на выходе предыдущей системы обслуживания или в результате комбинации потоков из поездов. На вход блока 2, представляющего собой нелинейный элемент с насыщением на уровне  $c_{imax}$  поступает пешеходный поток, сформировавшийся на выходе сумматора 1. Плотность этого потока равна сумме плотности входного потока  $w_{i-1}(t)$  и плотности очереди, которая может возникнуть на входе в систему в связи с необходимостью выполнения условия (11). На выходе блока 2 формируется поток с плотностью  $c_i(t)$ , которая удовлетворяет условию (11). Система обслуживания представлена звеном запаздывания 3 с величиной запаздывания, равной интервалу времени, затрачиваемому на прохождение  $i$ -й системы обслуживания  $T_i$ . Сумматор 4 и нелинейный элемент в блоке 5 позволяют определить плотность очереди,

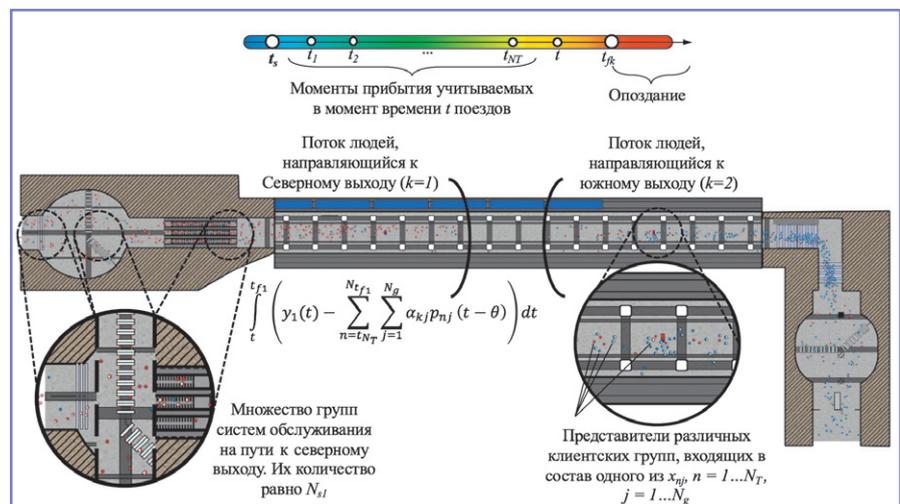


Рис. 1. Графическое изображение модели

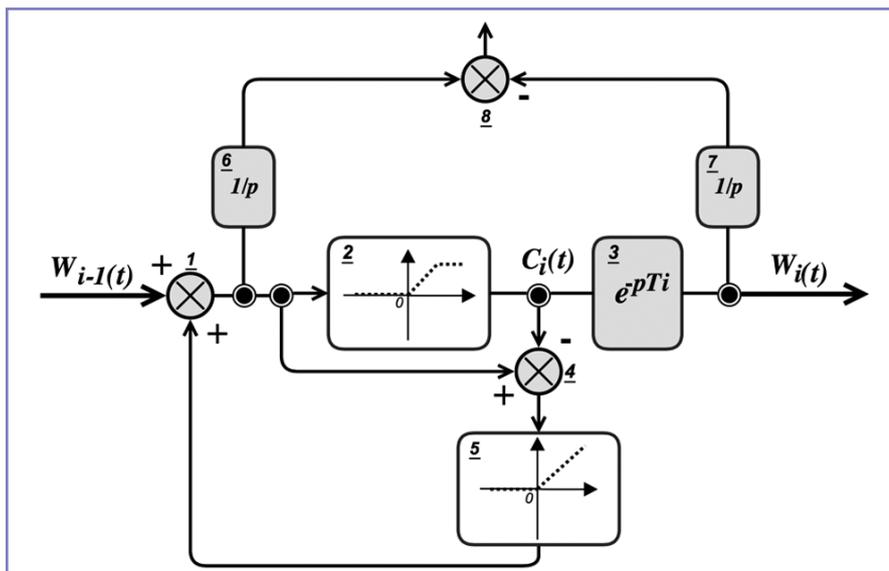


Рис. 2. Структурная схема модели системы обслуживания

которая может возникнуть из-за необходимости выполнения условия (11) и перехода нелинейного элемента в блоке 2 в режим насыщения. На выходе сумматора 4 определяется разность между плотностью потока, имеющегося на входе системы обслуживания, и потока, имеющего возможность через нее пройти. Блок 5 служит для парирования возможных отрицательных значений на выходе сумматора 4 в случае резкого уменьшения величины входного потока. Интегратор в блоке 6 позволяет определить число людей, которым необходимо пройти через систему обслуживания к текущему моменту времени. Интегратор в блоке 7 позволяет определить число людей, которым удалось пройти через систему обслуживания к текущему моменту времени. Значение на выходе сумматора 8, равное разности между числом людей, которым необходимо пройти через систему обслуживания и которым удалось пройти через систему обслуживания к текущему моменту времени, определяет число людей, стоявших в очереди, является показателем качества функционирования системы и позволяет вычислить значения критериев (8) и (9).

Предложенный в работе математический аппарат положен в основу по-

строения имитационной модели функционирования транспортного узла при проведении футбольного матча. Для ее создания использовался программный комплекс AnyLogic 7.3 University Edition компании The AnyLogic Company.

Над моделью были проведены имитационные эксперименты, в которых варьировались графики движения поездов, плотность пассажиропотока, количество и пропускная способность систем обслуживания, чрезвычайные ситуации. Анализ полученных результатов позволил оценить функционирование станции и электроподвижного состава при пиковых нагрузках, выявить ее критические режимы работы, подготовить список рекомендаций по организации работы местной транспортной инфраструктуры во время проведения культурно-массовых мероприятий.

### Литература

1. Искаков Т.А. Модель поведения различных клиентских групп в системе управления транспортного узла // Наука и техника транспорта. 2016. № 3. С. 79–89.
2. Бекларян А.Л., Акопов А.С. Моделирование поведения толпы на основе интеллектуальной динамики взаимодействующих агентов // Бизнес-информатика. 2015. № 1 (31). С. 69–77.

3. Бекларян А.Л. Фронт выхода в модели поведения толпы при чрезвычайных ситуациях // Вестник ТГУ. 2015. Т. 20. № 5. С. 1056–1065.
4. Акопов А.С., Бекларян А.Л. Агентная модель поведения толпы при чрезвычайных ситуациях // Автоматика и телемеханика. 2015. № 10. С. 131–143.
5. Якимов М.Р. Основные подходы к моделированию движения пешеходных потоков // Мир транспорта. 2015. Т. 13. № 4. С. 166–173.

### Искаков Тимур Анвярович

Родился в 1992 году. В 2015 году окончил ФГБОУ ВПО НИУ ВШЭ по специальности «Бизнес-информатика». В настоящее время является аспирантом кафедры «Управление и защита информации» МГУПС (МИИТ). Имеет 5 научных трудов.

### Сидоренко Валентина Геннадьевна

Родилась в 1972 году. В 1994 году окончила Московский институт инженеров транспорта (МИИТ) по специальности «Автоматика и управление в технических системах». Доктор технических наук, профессор. В 2004 году защитила диссертацию по теме «Методологическое и алгоритмическое обеспечение автоматизации управления движением поездов метрополитена». Опыт работы – более 20 лет. В настоящее время работает профессором кафедры «Управление и защита информации» МГУПС (МИИТ). Имеет 164 научных труда.

### Iskakov Timur

Was born in 1992. In 2015 he graduated from Higher School of Economics majoring in «Business informatics». At present he is postgraduate student of «Management and data protection» department of Moscow State University of Railway Engineering. He has 5 scientific works.

### Sidorenko Valentina

Was born in 1972. In 1994 she graduated from Moscow State University of Railway Engineering majoring in «Automation and control in engineering systems». She is Doctor of Technical science, professor. In 2004 she defended the thesis, the subject of dissertation «Methodological and algorithmic support of underground train automation control». She has more than 20 years of work experience. At present works as professor at «Management and data protection» department. She has 164 scientific works.

# Система автоматического управления скоростью движения, использующая эталонную модель поезда

// Automatic control system of train speed using reference train model //

Киселев М.Д., Пудовиков О.Е., д.т.н., доцент,  
МГУПС (МИИТ), г. Москва

*Применение систем автоматического управления (САУ) поездом обусловлено постоянно возрастающими массой и скоростью движения поездов, а также высокими требованиями безопасности движения на железнодорожном транспорте. Для обеспечения хороших показателей качества управления применяют различные подходы к созданию САУ.*

*Одним из подходов является использование эталонной модели поезда внутри системы управления для выработки правильной стратегии управления подвижным составом и обеспечения требуемых показателей качества управления. **Ключевые слова:** система автоматического управления скоростью локомотива, показатели качества управления, продольные колебания в поезде, распределенная тяга, тяжеловесный грузовой поезд, эталонная модель поезда, запас устойчивости, устойчивость.*

Наличие неблагоприятных факторов, таких как нерациональный способ формирования тяжеловесных длинно-составных поездов (например, наличие легковесных вагонов в головной части поезда), нарушение технологии управления тяговыми и тормозными средствами локомотивов и состава, ведет к нарушению условий оптимального взаимодействия подвижного состава и пути, результатом которого может стать сход состава с рельсов из-за выжимания вследствие недопустимых величин и времени действия продольных сжимающих сил или выдергивания внутрь кривой из-за превышения допустимых растягивающих сил [1].

Одним из способов повышения безопасности движения поездов и экономической эффективности транспорта является применение на подвижном составе средств автоматизации управления – систем автоведения поездов

*The use of automatic control systems (ACS) of train is based on the continuing increasing weight and speed of trains, and also high safety requirements for railway transport. To ensure good control quality are used different approaches to the creation of ACS. One approach is a use of a reference train model inside the ACS in order to find a proper strategy for the control of rolling stock and providing of required quality indicators.*

*Keywords: automatic control system of locomotive speed, quality control, longitudinal fluctuations in the train, distributed traction, heavy freight train, reference train model, stability margin, stability.*

САВП, состоящих из систем верхнего уровня (регулирования времени хода) и нижнего уровня (системы автоматического управления (САУ) скоростью движения). Применение средств автоматизации управления позволяет исключить влияние человеческого фактора на технологические процессы, связанные с управлением движением поезда, и, как следствие, повысить безопасность движения поездов. Для выработки концепции построения систем управления и разработки их структуры и алгоритмов необходимо провести детальное исследование влияния способов управления силами тяги и торможения при одиночной, кратной и распределенной тягах на взаимодействие подвижного состава и верхнего строения пути.

С целью выработки стратегии управления тягой и торможением для обеспечения безопасности движения поезда необходимо четкое представление

о процессах, происходящих в нем. Для этого выполнение расчетов осуществлено с использованием модели, представляющей поезд в виде системы твердых тел – цепочки экипажей, обладающих массой (вагоны и локомотивы), взаимодействующих друг с другом через нелинейные упруго-диссипативные связи с зазором. Каждая масса этой дискретной модели совершает движение под действием сил, передаваемых на нее от соседних экипажей через связи, а также под действием внешних сил. Использование такой системы позволяет учесть зазоры в механизмах поглощающих аппаратов и автосцепок, сильно влияющие на распространение возмущений вдоль состава поезда и величину возникающих сил. Дифференциальные уравнения движения каждого экипажа в указанном случае имеют вид [2]

$$\begin{cases} \dot{v}_i = \frac{(S_i - S_{i+1} + F_i)}{m_i}, & i = \overline{1, n}; S_{n+1} = 0 \\ \dot{q}_i = v_{i-1} - v_i, & i = \overline{2, n} \\ \dot{x}_1 = v_1 = -\dot{q}_1 \end{cases}, \quad (1)$$

где  $v_i$  – скорость центра масс экипажа;

$S_i$  – усилие в  $i$ -м междувагонном соединении;

$F_i$  – суммарная внешняя сила, действующая на  $i$ -й экипаж;

$m_i$  – масса  $i$ -го экипажа;

$n$  – число экипажей в поезде;

$q_i$  – деформация  $i$ -го междувагонного соединения;

$\dot{q}_i$  – скорость деформации.

Качество процесса управления скоростью поезда характеризуется как традиционными показателями (ошибка управления в установившемся режиме, перерегулирование, длительность переходного процесса, крутизна переднего фронта, колебательность и т. д.), так и специфическими, определяемыми особенностями грузового поезда как объекта управления (величины

продольных динамических сил, возникающих в поезде при переходных режимах движения, а также суммы накопленных усталостных повреждений в упряжных приборах вагонов поезда [3]). Вместе с этим следует учитывать и медленно меняющиеся продольные силы, так называемые квазистатические, действующие на вагоны поезда во время его движения. Продольные квазистатические сжимающие силы, действующие на вагоны поезда, способны вызвать «выдавливание» вагонов из колеи, а растягивающие – «выдавливание» вагонов, если они расположены в кривом участке пути [4]. Критериями, позволяющими оценить влияние квазистатических сил, действующих в поезде, на безопасность движения, являются величина вертикальной реакции наружного рельса на колеса вагона от действия продольных растягивающих сил и коэффициент запаса устойчивости вагона от выжимания. Учет этих факторов позволяет создать рациональную структуру системы автоматического управления скоростью движения [5].

Существует множество подходов к созданию систем автоматического управления [6]. Высокого качества управления можно достичь, располагая максимальным количеством данных об объекте управления и о процессах, протекающих в нем. Наличие информации о продольных колебаниях, возникающих в поезде при переходных режимах движения, позволит реализовать рациональный способ взаимодействия между локомотивами, обеспечив достижение наилучшего с точки зрения принятой системы критериев качества управления.

В рамках эксперимента эту задачу решают установкой на автосцепки тензометрических датчиков, позволяющих регистрировать силы, действующие в них. Однако очевидно, что в регулярной эксплуатации такое решение неприменимо.

Одним из способов решения данной проблемы является использование эталонной модели поезда в САУ для моделирования процессов, происходящих в поезде. При этом вместо величин сил, полученных с датчиков, САУ оперирует значениями этих же величин, полученными в результате математического моделирования процессов, протекающих в поезде. Опираясь на эти данные, система управления организует взаимодействие между локомотивами таким образом, чтобы соблюсти требования

к качеству управления скоростью движения в соответствии с принятыми критериями.

Функциональная схема САУ скоростью с эталонной моделью поезда для ведущего локомотива в поезде с распределенной тягой представлена на рис. 1. За основу при разработке данной схемы принята САУ скоростью грузового электровоза [7].

Задатчик параметров поезда ЗПП формирует вектор параметров  $\Pi$ , содержащий информацию о взаимном расположении локомотивов и вагонов в составе поезда, типе и загрузке вагонов. На основании данной информации адаптер А вычисляет параметры блока ПУ1 и закона управления, реализуемого в блоке ПУ2. Подробно назначение и реализуемые в них алгоритмы рассмотрены в [7]. Также информация с адаптера А поступает на блок ПУ3, содержащий эталонную модель исполнительного устройства ИСУ, которым является тяговый электропривод

и объекта управления ОУ поезда. Необходимая для работы эталонной модели информация о параметрах пути (величины уклонов, радиусы и длины кривых участков пути) поступает из базы электронной карты системы безопасности локомотива.

Дополнительно в блок ПУ3 поступает информация о фактической скорости движения локомотивов. В результате работы эталонной модели формируется массив величин продольных сил  $[F]$ , действующих во всех сечениях поезда, который передается в блок ПУ4 корректировки скорости ведомого локомотива. Выходными сигналами блока ПУ4 являются величина заданной скорости  $v_{32}$  для ведомого локомотива (рис. 2), а также сигналы, позволяющие при необходимости скорректировать структуру и параметры блоков ПУ1 и ПУ2.

Корректировка заданного значения скорости ведомого локомотива позволяет предотвратить появление факторов, ведущих к выжиманию или

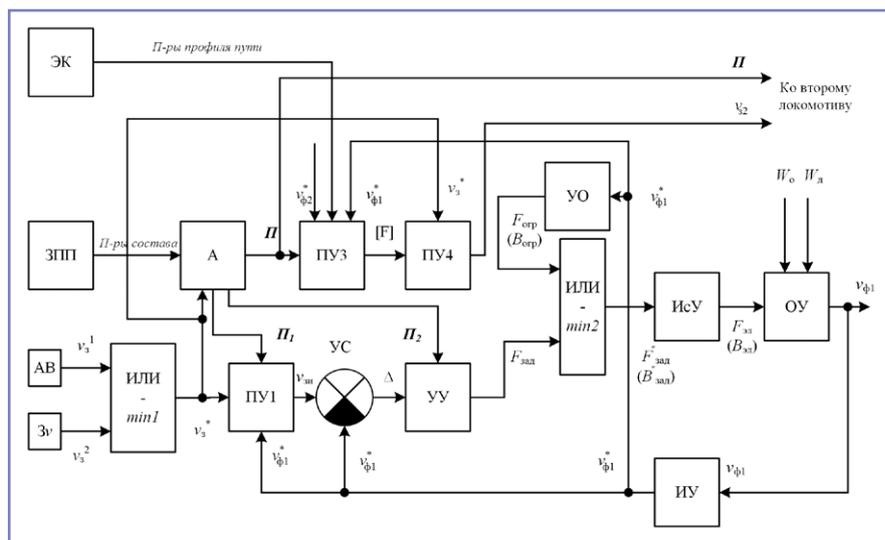


Рис. 1. Функциональная схема САУ ведущего локомотива

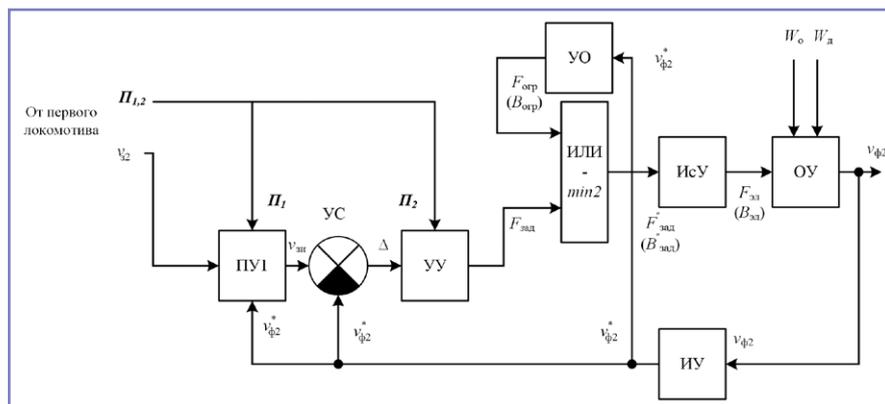


Рис. 2. Функциональная схема САУ скоростью ведомого локомотива

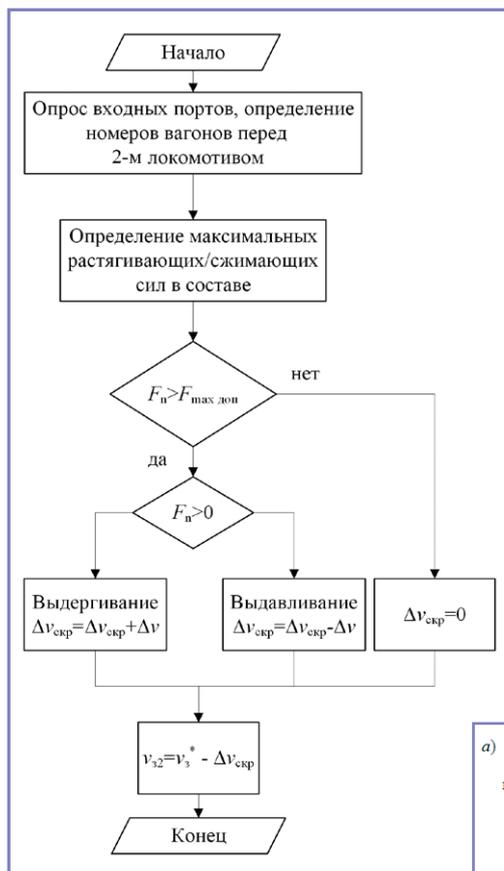


Рис. 3. Алгоритм работы блока ПУ4

выдвиганию вагонов из колеи. Алгоритм работы блока ПУ4 представлен на рис. 3.

Суть реализуемого в блоке ПУ4 алгоритма заключается в том, что он на основании информации о продольных силах, действующих в сечениях поезда, определяет их наибольшие величины и, если они превышают установленные допустимые значения [4], при которых возможно выдавливание/выдвигание вагона из колеи, производит вычисление величины корректировки заданной скорости второго локомотива  $\Delta v_{скр}$  на величину  $\Delta v$ . Значение величины  $\Delta v$  и скорость ее изменения зависят от множества параметров, таких как масса вагона, сила в поглощающем аппарате, длительность действия этой силы [4]. Если сил, превышающих максимально допустимые, нет, то корректировка скорости не осуществляется.

На рис. 4 и 5 представлены результаты моделирования движения поезда, состоящего из 120 вагонов и сформированного по схеме ЛСЛС (Л – локомотив, С – состав) [8] для вариантов без использования эталонной модели в системе управления (рис. 4) и с использованием эталонной модели (рис. 5). Как

видно из графиков, благодаря использованию эталонной модели время протекания переходного процесса сократилось почти на 65 с, что является лучшим вариантом с точки зрения реализации энергооптимальной траектории движения поезда. Максимальная продольная динамическая сила в поезде, определенная в процессе моделирования, для варианта без эталонной модели составила 700 кН, а для варианта с использованием эталонной модели в САУ – 650 кН. Эти значения не превышают максимально допустимых по условиям прочности автосцепок значений продольных сил [5]. Время действия значительных по величине квазистатических сил, которые оказывают большое влияние на устойчивость вагона в ко-

лее, сократилось в среднем на 20%. Как видно из рис. 6, величина коэффициента запаса устойчивости вагонов стала выше почти в 1,5 раза в поезде с САУ с использованием эталонной модели. Величина накопленных усталостных повреждений автосцепок снизилась в 4 раза и составила для первого варианта САУ без эталонной модели  $a_1 = 5,966 \cdot 10^{-5}$ , с эталонной моделью –  $a_2 = 1,487 \cdot 10^{-5}$ .

Таким образом, применение в САУ скоростью движения поезда с локомотивами, распределенными по длине состава, эталонной модели для уточнения параметров управления локомотивами способствует снижению величины накопленных усталостных повреждений автосцепок, времени действия больших по величине квазистатических сил и увеличению коэффициента запаса устойчивости. Все это способствует снижению вероятности возникновения внезапных

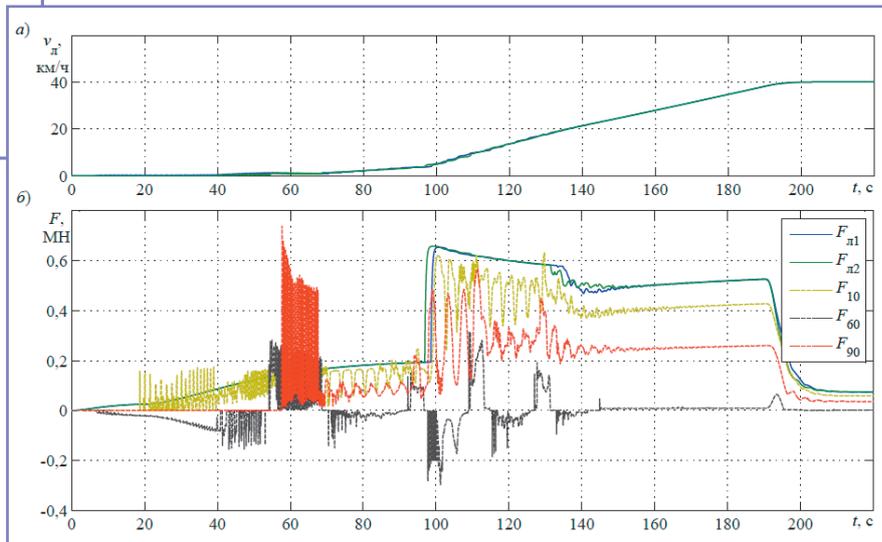


Рис. 4. Графики зависимостей продольных сил в поезде от времени без использования ЭМ в САУ

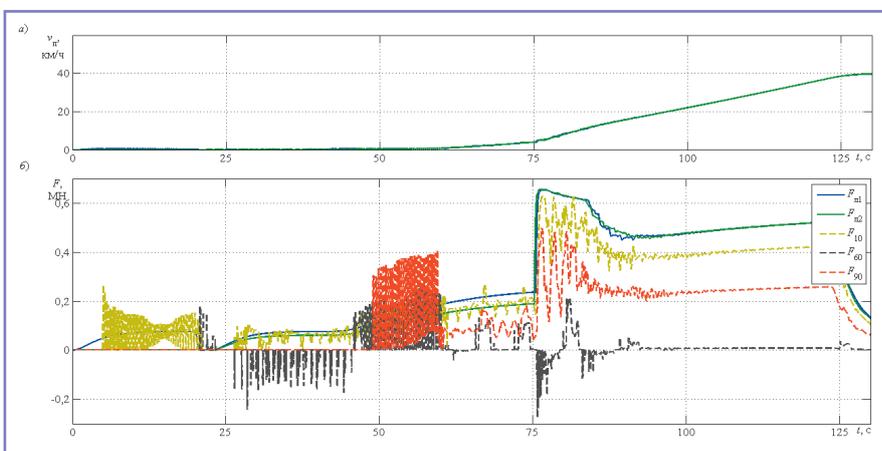


Рис. 5. Графики зависимостей продольных сил в поезде от времени с использованием ЭМ в САУ

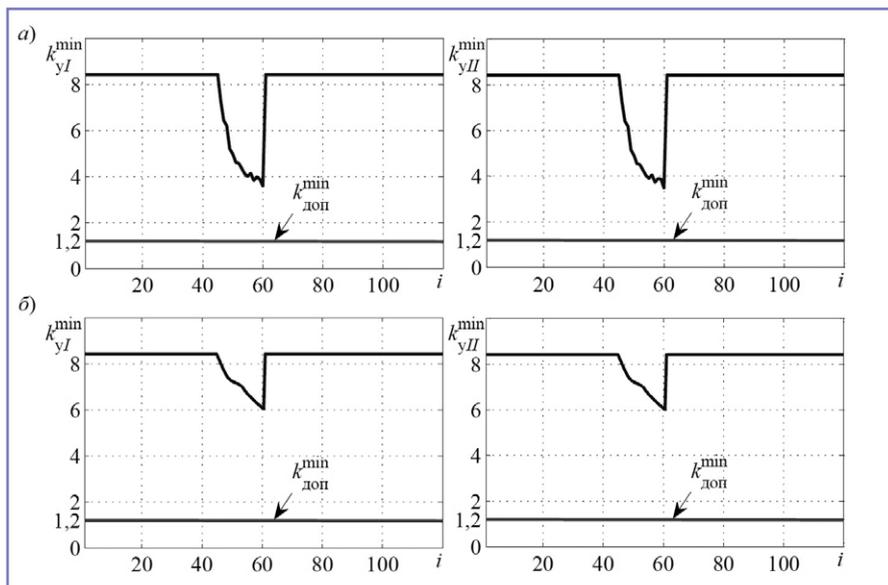


Рис. 6. Коэффициент запаса устойчивости вагонов от выжимания без использования ЭМ в САУ (а) и с использованием ЭМ (б)

и постепенных отказов, связанных с разрушением автосцепок, а также повышению безопасности движения поездов за счет существенного сокращения факторов, влияющих на устойчивость вагонов в колее.

### Литература

1. Мугинштейн Л.А. Влияние продольных сил на опасность сходов порожних вагонов в поездах / Л.А. Мугинштейн, Ю.С. Ромен // Вестник ВНИИЖТ. – 2011. – № 3.
2. Расчёты и испытания тяжеловесных поездов / Е.П. Блохин, Л.А. Манашкин, Е.Л. Стамблер и др. Под ред. Е.П. Блохина. – М.: Транспорт, 1986. – 263 с.
3. Критерии качества регулирования скорости / О.Е. Пудовиков, Л.А. Баранов, А.Н. Савоськин. – М.: Мир транспорта, 2009. – № 4.
4. Динамика вагона: учебник для вузов железнодорожного транспорта. Изд. 2-е, перераб. и доп. / С.В. Вершинский, В.Н. Данилов,

- И.И. Чесноков. – М.: Транспорт, 1978. – 352 с.
5. Киселев М.Д. Система критериев качества для оценки перспективных систем автоматического управления скоростью грузовых поездов с распределенной тягой / М.Д. Киселев, О.Е. Пудовиков // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2016. – № 2. – С. 11.
  6. Савоськин А.Н. Автоматизация электроподвижного состава: учебник для вузов железнодорожного транспорта / А.Н. Савоськин, Л.А. Баранов, В.П. Феоктистов. Под ред. А.Н. Савоськина. – М.: Транспорт, 1990. – 311 с.
  7. Пудовиков О.Е. Управление длинносоставными тяжеловесными грузовыми поездами / О.Е. Пудовиков // Управление большими системами. – 2010. – № 29. – С. 214.
  8. Лисицын А.Л., Мугинштейн Л.А. Нестационарные режимы тяги (Тяговое обеспечение перевозочного процесса). – М.: Интекст, 1996. – 159 с.

### Киселев Максим Дмитриевич

Родился в 1994 году. В 2015 году окончил МГУПС (МИИТ) по специальности «Подвижной состав железных дорог». Опыт работы – 2 года. Аспирант кафедры «Электропоезда и локомотивы» МГУПС (МИИТ). Имеет 2 печатные работы.

### Пудовиков Олег Евгеньевич

Родился в 1974 году. В 1997 году окончил с отличием МИИТ по специальности «Локомотивы (электровозы и электропоезда)». Доктор технических наук, доцент. В 2011 году защитил диссертацию по теме «Автоматическое управление скоростью грузового поезда с электровозом, допускающим плавное управление силами тяги и торможения». В настоящее время является заведующим кафедрой «Электропоезда и локомотивы» МИИТ. Опыт работы – более 15 лет. Имеет более 60 научных трудов и 2 патента.

### Kiselev Maksim

Was born in 1994. In 2015 he graduated from Moscow State University of Railway Engineering (MIIT) with a specialty in «Movable equipment of the railway system». His work experience is 2 years. He is a post-graduate student at the MIIT department «Electric trains and locomotives». He has 2 publications.

### Pudovikov Oleg

Was born in 1974. He graduated from the Moscow State Railway University (MIIT) with speciality of «Locomotives (electric locomotives and electric trains)» in 1997. He is a doctor of science. He defended a thesis titled «Automatic speed control system of freight trains with electric locomotives that allow smooth control of traction and brake forces». At present he works as a head of the department of «EMUs and locomotives» of the Moscow State Railway University (MIIT). He has got about 15 years work experience. He has more than 60 printed scientific works and 2 patents.

# Интеллектуальная система защиты ответственных участков движения скоростных железнодорожных магистралей

// The intelligent protection system of the important sections of high-speed rail lines //

**Ким К.К., д.т.н., профессор,  
Ткачук А.А., Таразанов И.И.,  
Чукарин В.С., Васьковская Н.В.,  
ПГУПС, г. Санкт-Петербург**

*В статье рассматривается новая интеллектуальная система предупреждения, отпугивания и защиты ответственных участков высокоскоростных железнодорожных магистралей постоянного и переменного токов от несанкционированного проникновения людей и животных на путевое полотно. Новизна разработки заключается в использовании линейных электрооградений, снабженных автоматическими пропускными воротами с генераторами Тесла. Пропускные ворота обеспечивают управляемость миграций диких животных через путевое полотно.*  
*Ключевые слова:* участок высокоскоростных магистралей, интеллектуальная защита ответственных участков, пропускные ворота, генератор Тесла, «зеленые технологии».

С повышением скорости движения поездов возрастает опасность возникновения аварийных ситуаций в результате несанкционированного проникновения на путевое полотно людей и животных.

В настоящее время для защиты ответственных участков железнодорожного пути используют ограды в виде металлической сетки, подвешенной на железобетонных столбах. Однако для крупных диких и домашних животных, а также людей, стремящихся незаконно проникнуть на территорию железнодорожного пути, это ограждение не является непреодолимой преградой. Информация о повреждении ограждения и появлении на трассе опасных объектов может поступить несвоевременно, что представляет опасность для нормального движения поездов. Кроме того, металлические сетки вдоль ответственных участков могут препятствовать миграциям (сезонным или кормовым) диких животных, что не-

*We consider a new intelligent system to prevent, deter and protect the important segments of high-speed railways AC and DC from the unauthorized penetration of people and animals to the railway bed. The novelty of the design is to use the linear electrical fences equipped with automatic entrance gates with Tesla generators. The entrance gates provide the control of the migration of the wild animals through the railway bed.*

*Keywords:* the section of high-speed railways, intelligent protection of important sections, gate, Tesla generator, green technologies.

благоприятно сказывается на численности популяций последних.

В предлагаемой работе рассматривается возможность повышения надежности работы защитного ограждения за счет его оснащения одним или несколькими электрическими проводами (электризуемыми элементами), на которые через токоограничивающие сопротивления подается электрическое напряжение определенной величины. Кроме того, система защитного электроограждения оборудуется специальными пропускными воротами, в верхней или средней части которых расположены отпугивающие устройства, состоящие из генераторов Тесла.

Электроограждение вместе с пропускными воротами работают в следующих режимах.

1. Подача сигнала на пульт управления при попытке проникнуть на территорию железнодорожного полотна.

2. Генерирование неопасных (предупреждающих, отпугивающих) для жизни людей и животных импульсов напряжения при прикосновении к электризуемым элементам (проводам).

3. Генерирование импульсов высокого напряжения, способных нанести серьезные повреждения организму человека или животного, при попытках нарушения целостности электроограждения и проникновения на железнодорожное полотно (осуществляется по требованиям заказчика).

4. Включение отпугивающих устройств пропускных ворот участка пути при движении подвижного состава по данному участку и их отключение после прохождения подвижного состава для пропуска мигрирующих животных через ворота.

Структурная схема системы защиты представлена на рис. 1. Здесь используются следующие обозначения: 1 – высоковольтный импульсный генератор; 2 – блок преобразователя импульсный; 3 – выходы блока преобразователя; 4 – блоки высоковольтных усилителей; 5 – аккумулятор; 6 – силовые выходы высоковольтного импульсного генератора; 7 – входы электризуемых элементов; 8 – средства молниезащиты; 9 – электризуемые элементы; 10 – выходы электризуемых элементов; 11 – контроллеры высокого напряжения; 12 – входы аппаратуры управления; 13 – аппаратура управления; 14 – выходы аппаратуры управления; 15 – устройства оптического и звукового предупреждения; 16 – управляющие входы высоковольтного импульсного генератора; 17 – устройства контроля несанкционированного доступа; 18 – пропускные ворота; 19 – отпугивающие устройства (генераторы Тесла); 20 – датчики движения.

Работа такой системы согласуется с графиком прохождения поездов и осуществляется следующим образом. При попытке живого объекта нарушить

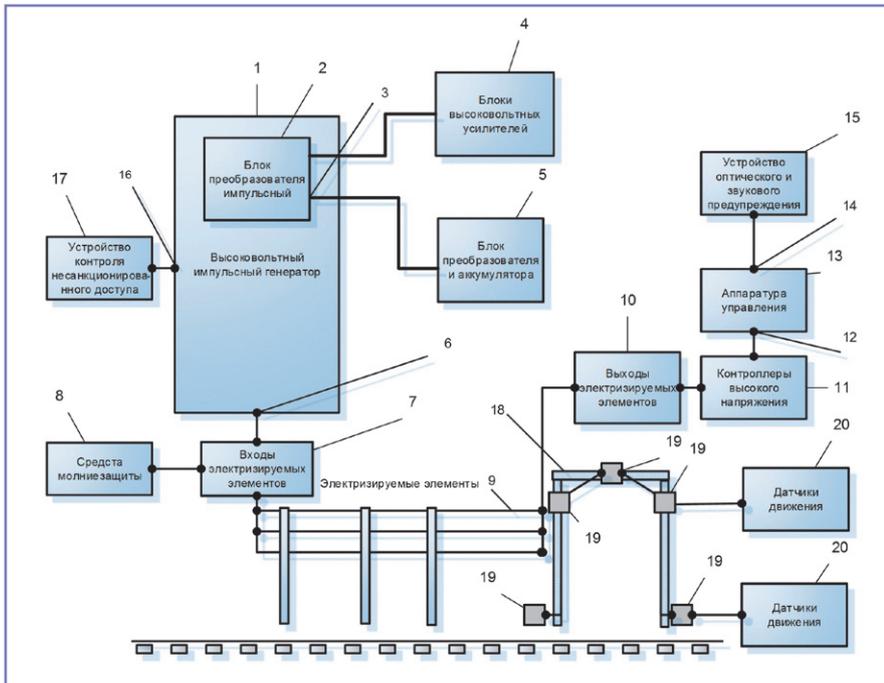


Рис. 1. Структурная схема интеллектуальной защиты ответственных участков движения скоростных железнодорожных магистралей



Рис. 2. Работа отпугивающих устройств при приближении подвижного состава к ответственному участку пути

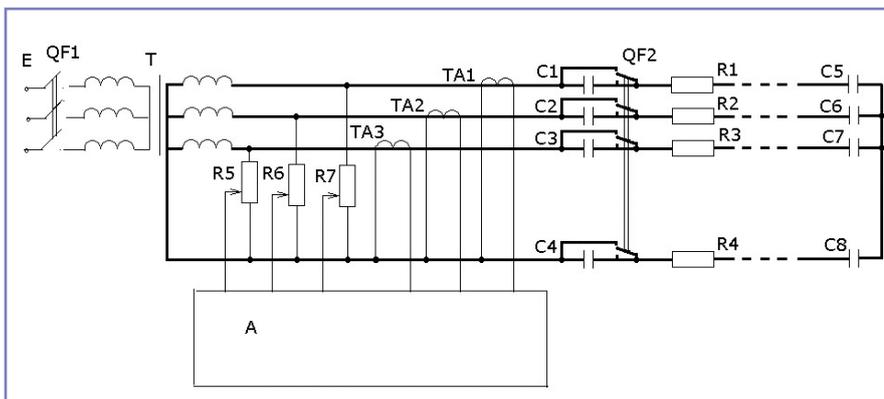


Рис. 3. Принципиальная электрическая схема электроограждения

целостность электризуемых элементов во время нахождения подвижного состава на участке устройство контроля несанкционированного доступа подает сигнал на управляющие входы высоковольтного импульсного генератора. С блоков высоковольтных усилителей и преобразователя и аккумулятора подаются сигналы на блок преобразователя импульсного. С высоковольтного импульсного генератора импульсное напряжение величиной 3–6 кВ подается на входы электризуемых элементов. С электризуемых элементов напряжение подается на контроллеры высокого напряжения, которые вырабатывают сигнал, поступающий на входы аппаратуры управления, запускающей устройство оптического и звукового предупреждения.

При попытке живого объекта проникнуть за пределы электризуемых элементов через пропускные ворота во время нахождения подвижного состава на участке устройство контроля несанкционированного доступа запускает высоковольтный импульсный генератор, который подает напряжение на входы электризуемых элементов. С выходов электризуемых элементов напряжение подается на контроллеры высокого напряжения, а затем – на аппаратуру управления. Сигнал с аппаратуры управления включает датчики движения, которые запускают отпугивающие устройства, расположенные по периметру пропускных ворот. Отпугивающие устройства генерируют электрические разряды (яркие вспышки и резкий треск), отпугивающие животных (рис. 2).

После прохождения подвижного состава по данному участку пути отпугивающие устройства отключаются и не препятствуют перемещению животных.

При приближении подвижного состава к участку с пропускными воротами отпугивающие устройства переводятся в режим ожидания: датчики движения запитаны, но сигнал на отпугивающие устройства не генерируют.

На рис. 3 показана принципиальная электрическая схема электроограждения, а в таблице 1 приведены параметры комплектующих узлов.

В режиме работы электроограждения, когда на электроды подается импульсное напряжение 3–6 кВ, импульс тока достигает нескольких миллиампер. Поэтому следует отметить, что влияние переменного электрического поля ограждения на окружающую среду

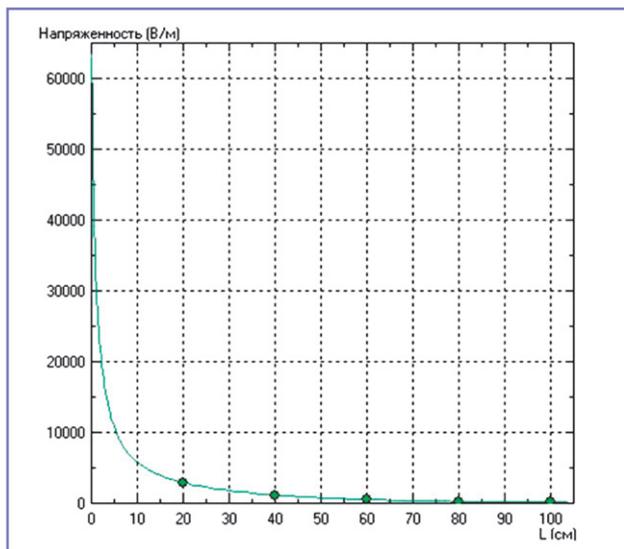


Рис. 4. Распределение напряженности электрического поля электризуемых элементов системы ограждения

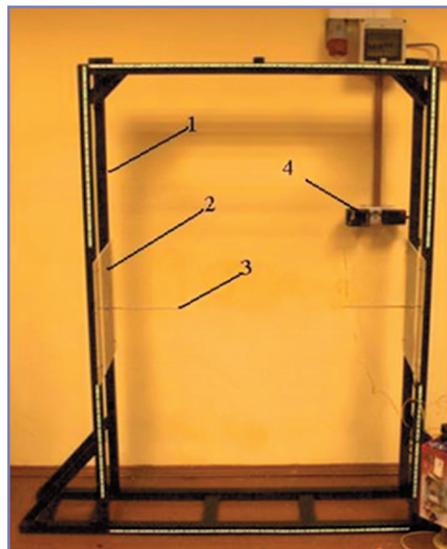


Рис. 5. Макет пропускных ворот с отпугивающими устройствами: 1 – пропускная арка, 2 – изоляционные пластины, 3 – электроды отпугивающих устройств, 4 – система питания блока генератора переменного высокочастотного напряжения

Таблица 1. Элементы принципиальной электрической схемы

Обозначение элемента	Название элемента
Е	Трехфазная сеть питания (50 Гц, 0,4 кВ)
Т	Повышающий трансформатор (ТСМ-20/6, 220/3000 В)
ТА1, ТА2, ТА3	Измерительные трансформаторы тока (ТКЛ-10)
С1, С2, С3, С4, С5, С6, С7, С8	Токоограничивающие конденсаторы КМ 6,3-12,5 -1 (1 мкФ, 6 кВ)
R1, R2, R3, R4	Токоограничивающие резисторы (комплект из 12 резисторов МЛТ-2Вт общим сопротивлением 150 кОм)
R5, R6, R7	Делители напряжения 3000/100 В
QF1, QF2	Выключатели высоковольтные 220 В, 400 А
А	Устройство для индикации режима ограждения и управления выключателями QF1, QF2

незначительно. Об этом свидетельствуют результаты полевого расчета, представленные на рис. 4. Расчеты выполнялись для напряжения электризуемых элементов, равного 6 кВ [1].

Как видно из рисунка, напряженность электрического поля на расстоянии 1 м от электризуемых элементов приближается к нулевому уровню.

Для подтверждения работоспособности пропускных ворот был изготовлен их действующий макет с отпугивающими устройствами (рис. 5).

Проведено численное моделирование электрического поля внутри ворот с помощью пакета Elcut 6.0 [2]. Действующее значение переменного электрического напряжения составляет 500 кВ, частота – 700 кГц.

Из рис. 6 и 7 видно, что в центре пространства между воротами напряженность переменного электрического поля не превышает 500000 В/м.

Проведен эксперимент, в котором использовались два генератора Тесла. На рис. 8 показана левая часть ворот.

Во время эксперимента в качестве подопытных животных выступали домашние козы (*Capra hircus*) и коровы (*Bos taurus taurus*). Разряды, полученные с помощью генераторов Тесла, успешно прерывали движение животных через арку пропускных ворот. Было выполнено 50 экспериментов.

### Выводы

1. Интеллектуальная система защиты ответственных участков, с одной стороны, не допускает проникновения людей и животных на территорию

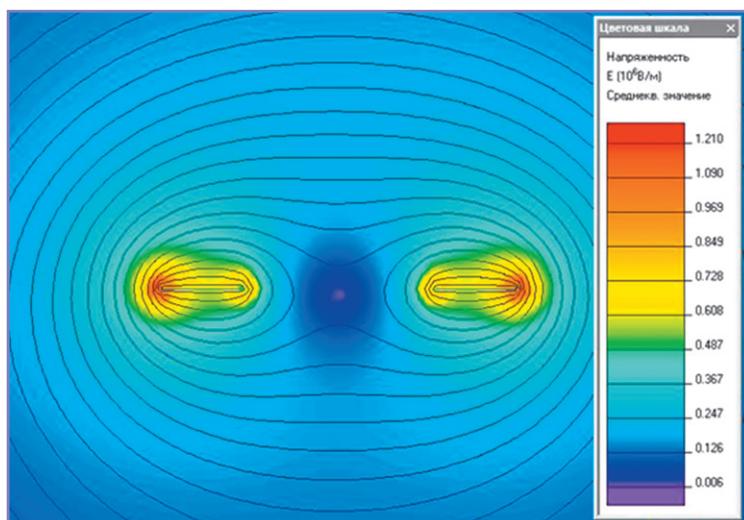


Рис. 6. Картина электрического поля между электродами отпугивающих устройств на макете пропускных ворот

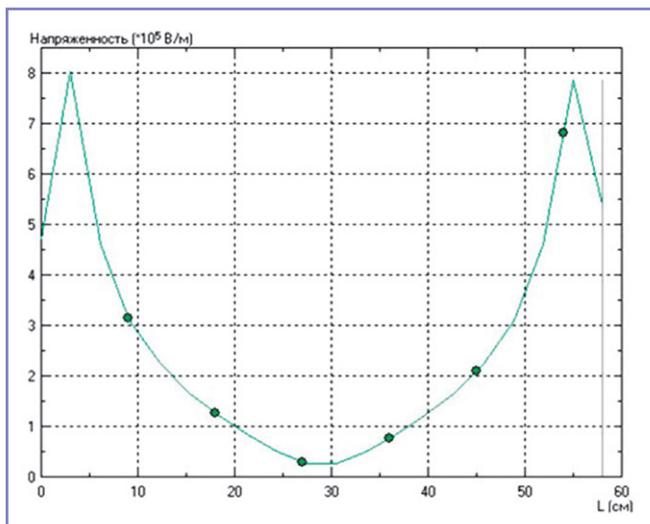


Рис. 7. Распределение напряженности переменного электрического поля между стойками макета пропускных ворот (при отсутствии ионизации воздуха)

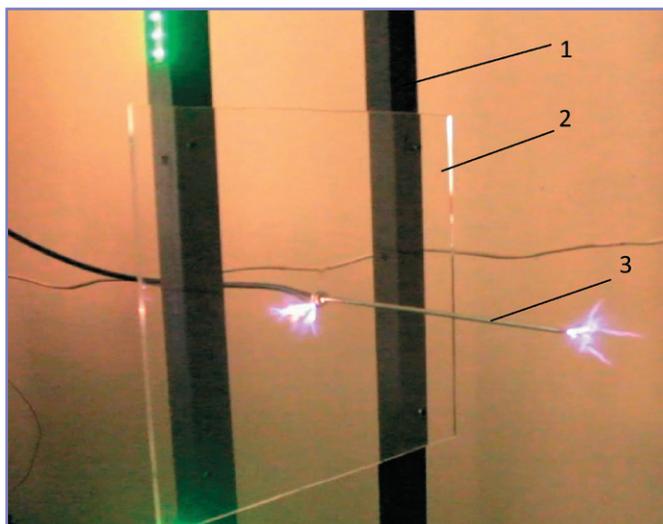


Рис. 8. Работа отпугивающего устройства: 1 – стойка пропускных ворот, 2 – изоляционная пластина, 3 – электрод отпугивающего устройства

железнодорожного полотна во время нахождения там подвижного состава, с другой стороны – обеспечивает беспрепятственное пересечение путевого полотна мигрирующими дикими животными при отсутствии подвижного состава, что способствует сохранению численности популяций диких животных.

2. Проведенные эксперименты и математическое моделирование электрических полей, создаваемых электризуемыми элементами и отпугивающими устройствами, подтвердили отсутствие негативного влияния на окружающую среду.

Работа выполнена при поддержке Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I» в рамках гранта для инициативных научных работ, выполняемых студенческими научными коллективами.

### Литература

1. Богатенков И.М. Техника высоких напряжений. Учебник для вузов / И.М. Богатенков, Ю.Н. Бочаров, Н.И. Гумерова, Г.М. Иманов и др.; под ред. Г.С. Кучинского. – СПб.: Энергоатомиздат, Санкт-Петербургское отделение, 2003. – 608 с.
2. Моделирование двумерных полей методом конечных элементов. Руководство пользователя. Версия 5.8. – СПб.: Производственный кооператив ТОР, 2010. – 345 с.

### **Ким Константин Константинович**

Родился в 1958 году. В 1980 году окончил Ленинградский политехнический институт (ЛПИ) по специальности «Инженерная электрофизика». Доктор технических наук, профессор. В 1998 году защитил докторскую диссертацию на тему «Электродинамика систем электродвижения с использованием сверхпроводимости и магнитного подвеса». Опыт работы – 38 лет. В настоящее время заведует кафедрой «Теоретические основы электротехники» ПГУПС. Имеет 500 печатных научных трудов, в том числе 170 патентов.

### **Ткачук Антон Андреевич**

Родился в 1991 году. В 2013 году окончил Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I по специальности «Инженер-электромеханик». Аспирант кафедры «Теоретические основы электротехники» ПГУПС. Имеет 10 печатных трудов, в том числе 6 патентов.

### **Таразанов Илья Игоревич**

Родился в 1996 году. В настоящее время является студентом ПГУПС. Имеет 1 публикацию.

### **Чукарин Василий Сергеевич**

Родился в 1993 году. В настоящее время является студентом ПГУПС. Имеет 1 публикацию.

### **Васьковская Надежда Васильевна**

Родилась в 1994 году. В настоящее время является студенткой ПГУПС. Имеет 1 публикацию.

### **Kim Konstantin**

Was born in 1958. He graduated from Leningrad Polytechnic Institute with specialization in «Engineering electrophysics». Doctor of engineering, professor. In 1998 he defended his doctoral dissertation on the topic «The electrodynamics of electrical propulsion systems using superconductivity and magnetic suspension». Currently he works as head of the department «Theoretical foundations of electrical engineering» at PGUPS. He is an author of 500 publications, including 170 patents.

### **Tkachuk Anton**

Was born in 1991. In 2013 he graduated Emperor Alexander I St. Petersburg State Transport University majoring in «Electrical engineer». He is post-graduate student of the Theoretical Foundations of Electrical Engineering department at PGUPS. He has 10 published papers, including 6 patents.

### **Tarazanov Ilya**

Was born in 1996. At present, he is student of St. Petersburg State Transport University. He has one publication.

### **Chukarin Vasilii**

Was born in 1993. At present, he is student of St. Petersburg State Transport University. He has one publication.

### **Vasikovskaya Nadezhda**

Was born in 1994. At present she is student of St. Petersburg State Transport University. He has one publication.

# Оптимизация энергетических характеристик электропривода вспомогательных механизмов тягового подвижного состава

// Energy characteristics optimization of the traction rolling stock auxiliary units electric drive //

**Иньков Ю.М., д.т. н., профессор,  
МГУПС (МИИТ), г. Москва**

**Пугачев А.А., к.т. н.,  
Брянский государственный технический университет, г. Брянск**

*В статье представлены особенности работы электроприводов вспомогательных механизмов тягового подвижного состава. Показана актуальность синтеза систем скалярного управления, обеспечивающих работу асинхронного двигателя в режиме минимума тока статора. Разработана система скалярного управления с алгоритмом поиска минимума тока статора в установившемся режиме работы за счет введения дополнительного напряжения небольшой амплитуды в обмотку статора. Показано, что разработанная система может быть реализована техническими средствами, входящими в состав стандартного преобразователя частоты. Представлены результаты моделирования электропривода в MATLAB для двигателя мощностью 11 кВт.  
**Ключевые слова:** асинхронный двигатель, ток статора, энергоэффективность, скалярное управление, экстремальное управление, MATLAB.*

Применение регулируемого электропривода переменного тока позволяет значительно улучшить энергетические характеристики и качество управления вспомогательными механизмами тягового подвижного состава. Выбор системы электропривода и режимы его работы в значительной степени определяются статической нагрузкой, создаваемой на валу приводного вала. Большую часть вспомогательных механизмов локомотивов составляют вентиляторы, насосы, компрессоры. Наиболее общие признаки, отличающие большинство электроприводов этих механизмов, следующие [1, 2]: заметное снижение момента нагрузки и мощности на валу двигателя при переходе на пониженные частоты вращения; длительный режим

*The main peculiarities of the traction rolling stock auxiliary units electric drives are highlighted. The relevance of electric drives with scalar control system providing the minimum of the stator current of induction motor is shown. The scalar control system delivering the search control of the stator current of induction motor in the steady state is designed. The search control is implemented by small-magnitude triangular additional voltage injection that increases or decreases the stator voltage. The designed system is shown to could be implemented by technical capacity of the standard industrial frequency converter. The simulation results obtained by MATLAB for the electric drive with 11 kW induction motor are presented.*

**Keywords:** induction motor, stator current, energy saving, scalar control system, search control system, MATLAB.

работы с неизменным моментом сопротивления; отсутствие режимов реверса; относительно ограниченный диапазон регулирования частоты вращения; отсутствие перегрузок, при этом величина момента нагрузки на заданной скорости может быть определена заранее; время пуска не лимитировано, предпочтительным является пуск с ограничением динамических нагрузок.

Обзор современного состояния проблемы разработки регулируемых электроприводов вентиляторов для систем охлаждения локомотивов, проведенный в работах [1, 2], показал, что из широкого разнообразия схем, реализующих плавное регулирование частоты вращения асинхронного двигателя, наибольшее применение нашли схемы электропри-

водов с преобразователями частоты и асинхронными двигателями. Указанным выше особенностям вспомогательных механизмов в полной мере удовлетворяют системы скалярного управления электропривода [3]. В этих электроприводах существуют пока еще недоиспользованные резервы повышения энергетической эффективности электромеханического преобразования энергии. Это связано с тем, что по ряду практических соображений в них реализуются в большинстве случаев режимы работы двигателей с постоянством магнитного потока, отсутствует учет теплового состояния обмоток двигателей и др. Наиболее полно возможности повышения эффективности электромеханического преобразования энергии можно обеспечить путем оптимизации режимов работы двигателей при регулировании потока как в функции частоты вращения, так и момента (при этом следует сохранять электромеханические и динамические характеристики электропривода, необходимые для решения основной задачи управления).

За последние полтора-два десятилетия вышло достаточно большое количество разнообразных научных работ, посвященных проблеме минимизации мощности потерь энергии в электроприводе с асинхронным двигателем [4–12 и др.]. Несмотря на то что в ряде из них получены приемлемые для практической реализации результаты, все еще нет единого общепризнанного подхода к решению проблемы. В этой связи вопрос синтеза скалярных систем, обеспечивающих минимальное значение того или иного критерия энергоэффективности, является актуальным.

В данной работе синтезирована поисковая система управления, настраиваемая на работу с минимальным током статора. Выбор тока как критерия энергоэффективности обусловлен тем, что он легко непосредственно измеряется

с помощью датчиков и напрямую влияет на потери мощности и КПД. Структурная схема системы показана на рис. 1. Здесь приняты обозначения:  $U_s$  – напряжение, прикладываемое к обмотке статора,  $f_s$  – частота тока обмотки статора,  $U_{on}$  – опорное напряжение треугольной формы небольшой амплитуды,  $U$  – постоянное напряжение, *Инв* – инвертор (меняет знак напряжения  $U$ ), *ШИМ* – широтно-импульсная модуляция, *АИН* – автономный инвертор напряжения, *АД* – асинхронный двигатель,  $i_s$  – ток обмотки статора,  $f_T$  – частота тактовых импульсов,  $1/p$  – интегратор,  $Z^{-1}$  – элемент памяти,  $\alpha\beta$  и  $abc$  – двухфазная и трехфазная неподвижные координатные системы. Для удобства система управления поделена на две части: система классического скалярного управления и система поиска минимума тока статора.

При пуске электропривода плавно устанавливается заданное постоянное значение частоты вращения асинхронного двигателя системой скалярного управления. Заданное постоянное значение частоты вращения поступает на функциональный преобразователь  $U_s = f(f_s)$ , реализующий эмпирическую зависимость между напряжением и частотой тока статора. С выхода преобразователя заданное значение напряжения  $U_s$  поступает на сумматор. В момент пуска сигналы постоянного  $U$  и треугольного опорных напряжений  $U_{on}$  на сумматор не подаются (соответствующие ключи разомкнуты). Таким образом, на входные выходы блока широтно-импульсной модуляции поступают сигналы заданного постоянного значения частоты вращения и заданного значения напряжения. На основе этих двух сигналов блок широтно-импульсной модуляции

формирует управляющие сигналы автономного инвертора напряжения. Асинхронный двигатель, находясь в режиме пуска, начинает разгоняться.

При выходе на установившееся значение частоты вращения ключи, коммутирующие напряжения  $U$  и  $U_{on}$ , переходят в замкнутое состояние, тем самым подключая к работе систему поиска минимума тока статора.

Принцип работы в энергосберегающем режиме следующий. Опорное треугольное напряжение  $U_{on}$  (небольшой амплитуды по отношению к амплитуде напряжения статора  $U_s$ ) с периодом  $2T_B$  синхронизированное тактовыми импульсами  $f_T$  (рис. 2), подключено к сумматору. В результате в обмотке статора асинхронного двигателя формируется небольшое изменение тока статора, информация о котором с датчиков тока поступает на координатный преобразователь  $a, b, c \rightarrow \alpha, \beta$ . После преобразования в двухфазную систему координат происходит вычисление модуля полного вектора тока статора. Элемент памяти  $Z^{-1}$  фиксирует значение модуля вектора тока статора в начале каждого периода следования опорного треугольного напряжения и через время  $T_B$  выдает этот сигнал на соответствующий сумматор. Фиксация значения модуля вектора тока статора происходит по фронту тактовых импульсов  $f_T$  подача этого значения на выход элемента памяти  $Z^{-1}$  происходит по спаду тактовых импульсов  $f_T$  (рис. 2). Сумматор вычитает из текущего предыдущее значение модуля вектора тока статора, что происходит по спаду тактовых сигналов  $f_T$ . Релейный регулятор на выходе сумматора определяет знак сигнала, поступающего с сумматора таким образом, что если текущее значение модуля вектора

тока статора больше его предыдущего значения (то есть знак положительный), то блок переключения (рис. 1) переводится в верхнее положение, подключая постоянное опорное напряжение  $U$ , если текущее значение модуля вектора тока статора меньше его предыдущего значения (то есть знак отрицательный), то блок переключения переводится в нижнее положение, подключая напряжение, инверсное опорному напряжению  $U$ . При верхнем положении блока переключения к интегратору  $1/p$  подключено постоянное напряжение, в результате чего на выходе интегратора формируется линейно нарастающее напряжение. При нижнем положении блока переключения к интегратору подключено отрицательное постоянное напряжение, в результате чего на выходе интегратора формируется линейно уменьшающееся напряжение. Таким образом, если опорное треугольное напряжение за первый полупериод следования импульсов  $0 \dots T_B$  вызывает увеличение модуля вектора тока статора, то для его уменьшения происходит увеличение напряжения статора (как показано на рис. 2, за первый полупериод  $0 \dots T_B$  происходит линейное уменьшение напряжения. Если это уменьшение вызывает увеличение тока, то для уменьшения тока необходимо увеличить напряжение). Если опорное треугольное напряжение за первый полупериод следования импульсов  $0 \dots T_B$  вызывает уменьшение действующего тока статора, то для его дальнейшего уменьшения происходит уменьшение напряжения статора (как показано на рис. 2, за первый полупериод  $0 \dots T_B$  происходит линейное уменьшение напряжения. Если это уменьшение вызывает уменьшение тока, то для уменьшения тока необходи-

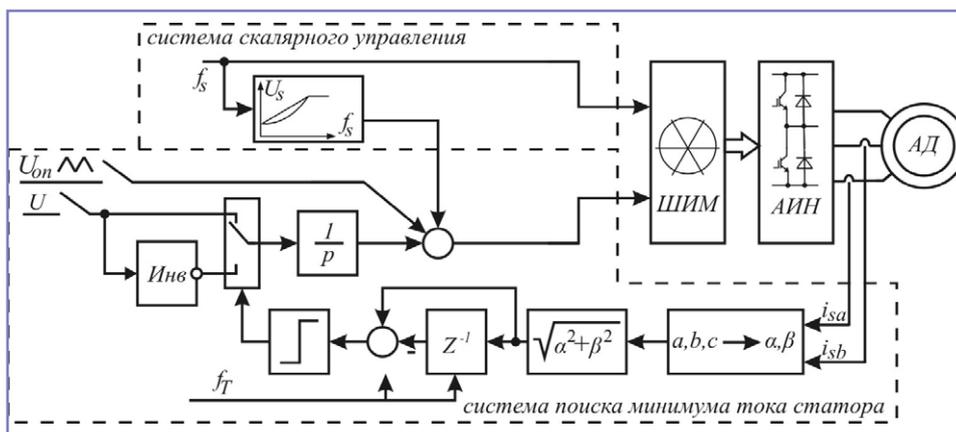


Рис. 1. Система скалярного управления с поиском минимума тока статора

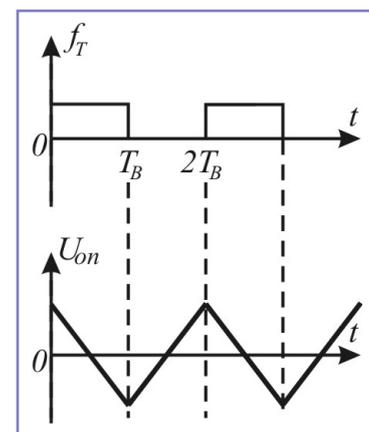


Рис. 2. Осциллограммы тактовых импульсов  $f_T$  и опорного напряжения  $U_{on}$

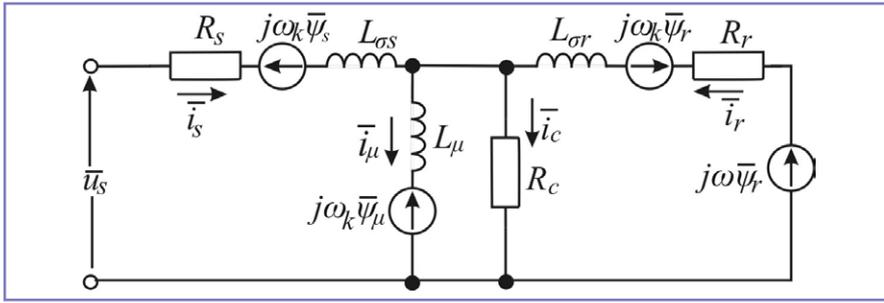


Рис. 3. Эквивалентная схема замещения асинхронного двигателя с учетом потерь в стали статора

мо уменьшение напряжения). Данный процесс продолжается до тех пор, пока не будет найден минимум модуля вектора значения тока статора, в результате чего полное напряжение статора  $U_{\Sigma}$  достигнет своего оптимального значения и его отклонение в любую из сторон приведет к возрастанию тока. Следствием этого процесса является то, что значение модуля вектора тока статора за время  $T_B$  меняется менее установленного значения и происходит смена знака сигнала с выхода сумматора текущего и предыдущего значений модуля вектора тока статора. На основании этой смены знаков постоянное напряжение  $U$  и треугольное напряжение  $U_{on}$  отключаются от системы управления. На вход интегратора  $1/p$  поступает нулевой сигнал, на выходе интегратора хранится предыдущее значение, обеспечивающее минимум модуля вектора тока статора, который продолжает поступать на соответствующий сумматор. В случае изменения нагрузки, которое приводит к существенному изменению тока статора, значение модуля вектора тока статора за время  $T_B$  меняется более установленного значения, в результате чего ключи, коммутирующие напряжения  $U$  и  $U_{on}$ , переходят в замкнутое состояние, и процесс повторяется.

Таким образом, предложенная система управления обеспечивает работу с минимальным значением тока статора асинхронного двигателя во всем диапазоне изменения нагрузок.

Для проверки работоспособности такой системы был использован пакет MATLAB Simulink. Для адекватной проверки необходима корректная математическая модель асинхронного двигателя, учитывающая все возможные потери, а также нелинейности, вызванные особенностями работы в различных режимах.

Эквивалентная схема замещения асинхронного двигателя, принятая при моделировании, представлена на рис. 3

[6]. На рис. 3 приняты следующие обозначения:  $R_s$ ,  $R_r$ ,  $R_c$  – сопротивления обмотки статора, ротора (приведенное к обмотке статора) и сопротивление, эквивалентное потерям в стали;  $L_{\sigma s}$ ,  $L_{\sigma r}$ ,  $L_{\mu}$  – индуктивности рассеяния обмотки статора, ротора (приведенная к обмотке статора) и взаимоиנדуктивность;  $\psi_s$ ,  $\psi_r$ ,  $\psi_{\mu}$  – потокоцепления обмотки статора, ротора и взаимоиנדукции;  $\omega$ ,  $\omega_k$  – частота вращения магнитного поля и координатных;  $u_s$ ,  $i_s$ ,  $i_r$ ,  $i_{\mu}$ ,  $i_c$  – напряжение и токи в соответствующих ветвях схемы.

Математическое описание переходных процессов асинхронного двигателя в системе координат, вращающихся с произвольной частотой  $\omega_k$ , осуществляется на базе уравнений, записанных на основании законов Кирхгофа:

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_{\sigma s} \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_{\mu}}{dt} + j\omega_k (\bar{\psi}_s + \bar{\psi}_{\mu}),$$

$$0 = R_r \bar{i}_r + L_{\sigma r} \frac{d\bar{i}_r}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_{\mu}}{dt} + j(\omega_k - \omega)(\bar{\psi}_r + \bar{\psi}_{\mu}),$$

$$R_c \bar{i}_c = j\omega_k \bar{\psi}_{\mu} + \frac{d\bar{\psi}_{\mu}}{dt},$$

$$\bar{i}_c + \bar{i}_{\mu} = \bar{i}_s + \bar{i}_r.$$

Данные уравнения необходимо дополнить уравнением электромагнитного момента и механического движения:

$$M = \frac{3p_n}{2L_{\sigma r}} [(L_{\sigma r} i_{r\alpha} + \psi_{\mu\alpha}) \psi_{\mu\beta} + (L_{\sigma r} i_{r\beta} + \psi_{\mu\beta}) \psi_{\mu\alpha}],$$

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}.$$

Здесь индексами  $\alpha$ ,  $\beta$  обозначены проекции различных величин на соответствующие неподвижные оси,  $J$  – момент инерции механической части

электропривода,  $M_c$  – момент сопротивления.

Для оценки энергетических процессов использованы следующие выражения.

Механическая мощность на валу двигателя

$$P_{\text{мех}} = M\omega.$$

Активная мощность, потребляемая из сети,

$$P_{sa} = \frac{3}{2} (i_{s\alpha} u_{s\alpha} + i_{s\beta} u_{s\beta}).$$

Реактивная мощность, потребляемая из сети,

$$P_{sp} = \frac{3}{2} (i_{s\beta} u_{s\alpha} - i_{s\alpha} u_{s\beta}).$$

Баланс мощностей с учетом потерь в меди статора и ротора, а также в стали статора

$$P_{sa} = P_{\text{мех}} + \Delta P_{\text{см}} + \Delta P_{\text{рм}} + \Delta P_c.$$

Общие потери

$$\Delta P = \frac{3}{2} (R_s i_{s\alpha}^2 + R_s i_{s\beta}^2) + \frac{3}{2} (R_r i_{r\alpha}^2 + R_r i_{r\beta}^2) + \frac{3}{2} (R_c i_{c\alpha}^2 + R_c i_{c\beta}^2),$$

где первое слагаемое – потери в меди статорной обмотки, второе – потери в меди роторной обмотки, третье – потери в стали статора.

Явление насыщения по главному магнитному пути учтено следующей характеристикой [13]:

$$L_{\mu^*} = -0.002I_{\mu^*}^6 + 0.037I_{\mu^*}^5 - 0.26I_{\mu^*}^4 + 0.87I_{\mu^*}^3 - 1.278I_{\mu^*}^2 + 0.214I_{\mu^*} + 1.413.$$

Индекс \* указывает на относительное значение параметра.

Нелинейная зависимость потерь в стали от частоты учтена зависимостью [13]:

$$R_c = \begin{cases} 88.3135 + 5.646f_s + 0.0534f_s^2, & f_s \leq 50 \text{ Гц}, \\ 1261.3 - 37868/f_s, & f_s > 50 \text{ Гц}. \end{cases}$$

При моделировании применялся вентиляторный момент сопротивления. На рис. 4а, в, д, ж, и представлены результаты моделирования электропривода с асинхронным двигателем и управлением по закону  $U_s f_s^2 = \text{const}$ . На рис. 4б, г, е, з, к представлены результаты моделирования электропривода с асинхронным двигателем и системой поиска минимума тока статора. Параметры асинхронного двигателя:  $U_{\text{ном}} = 220 \text{ В}$ ;  $I_{\text{ном}} = 27 \text{ А}$ ;  $P_{\text{ном}} = 11 \text{ кВт}$ ;

$2p_n = 4$ ;  $n_{ном} = 1460$  об/мин;  $M_{ном} = 72$  Нм;  $f_{ном} = 50$  Гц;  $X_{ас} = 0,73$  Ом;  $R_s = 0,34$  Ом;  $X_{\mu, ном} = 31$  Ом;  $X_{\mu, хх} = 43,8$  Ом;  $R_c = 504$  Ом;  $X_{\sigma, пуск} = 0,73$  Ом;  $X_{\sigma, ном} = 1,68$  Ом;  $R_{r, пуск} = 0,41$  Ом,  $R_{r, ном} = 0,29$  Ом, где  $P_{ном}$  – номинальная мощность электродвигателя;  $2p_n$  – число полюсов обмотки статора;  $n$  – частота вращения вала ротора;  $R_s, R_r, R_c$  – сопротивления обмотки статора, ротора (приведенное к обмотке статора) и сопротивление, эквивалентное потерям в стали;  $X_{ас}, X_{\sigma}, X_{\mu}$  – индуктивные сопротивления рассеяния обмотки статора, ротора (приведенная к обмотке

статора) и воздушного зазора; индекс  $_{ном}$  относится к номинальному режиму работы, индекс  $_{пуск}$  – к пусковому режиму работы, индекс  $_{хх}$  – к режиму холостого хода.

Нагрузка при пуске составляет  $M = 72$  Нм, в момент времени  $t = 70$  с нагрузка ступенчато изменяется до  $M = 20$  Нм, в момент времени  $t = 110$  с нагрузка ступенчато изменяется до  $M = 110$  Нм. Частота тока статора  $f_s = 15$  Гц.

Анализ работы электропривода с управлением по закону  $U_s/f_s^2 = const$  показывает, что при на-

грузке  $M = 72$  Нм ( $M = M_{ном}$ ) ток статора  $I_s = 27,3$  А, потери мощности  $\Delta P = 1356$  Вт, КПД = 0,7354, амплитуда напряжения статора  $U_s = 97$  В; при нагрузке  $M = 20$  Нм ( $M = 0,28M_{ном}$ ) ток статора  $I_s = 8,08$  А, потери мощности  $\Delta P = 106$  Вт, КПД = 0,8987, амплитуда напряжения статора  $U_s = 97$  В; при нагрузке  $M = 110$  Нм ( $M = 1,53M_{ном}$ ) ток статора  $I_s = 44,59$  А, потери мощности  $\Delta P = 3675$  Вт, КПД = 0,585, амплитуда напряжения статора  $U_s = 97$  В.

Анализ работы электропривода с системой управления, настраивающейся

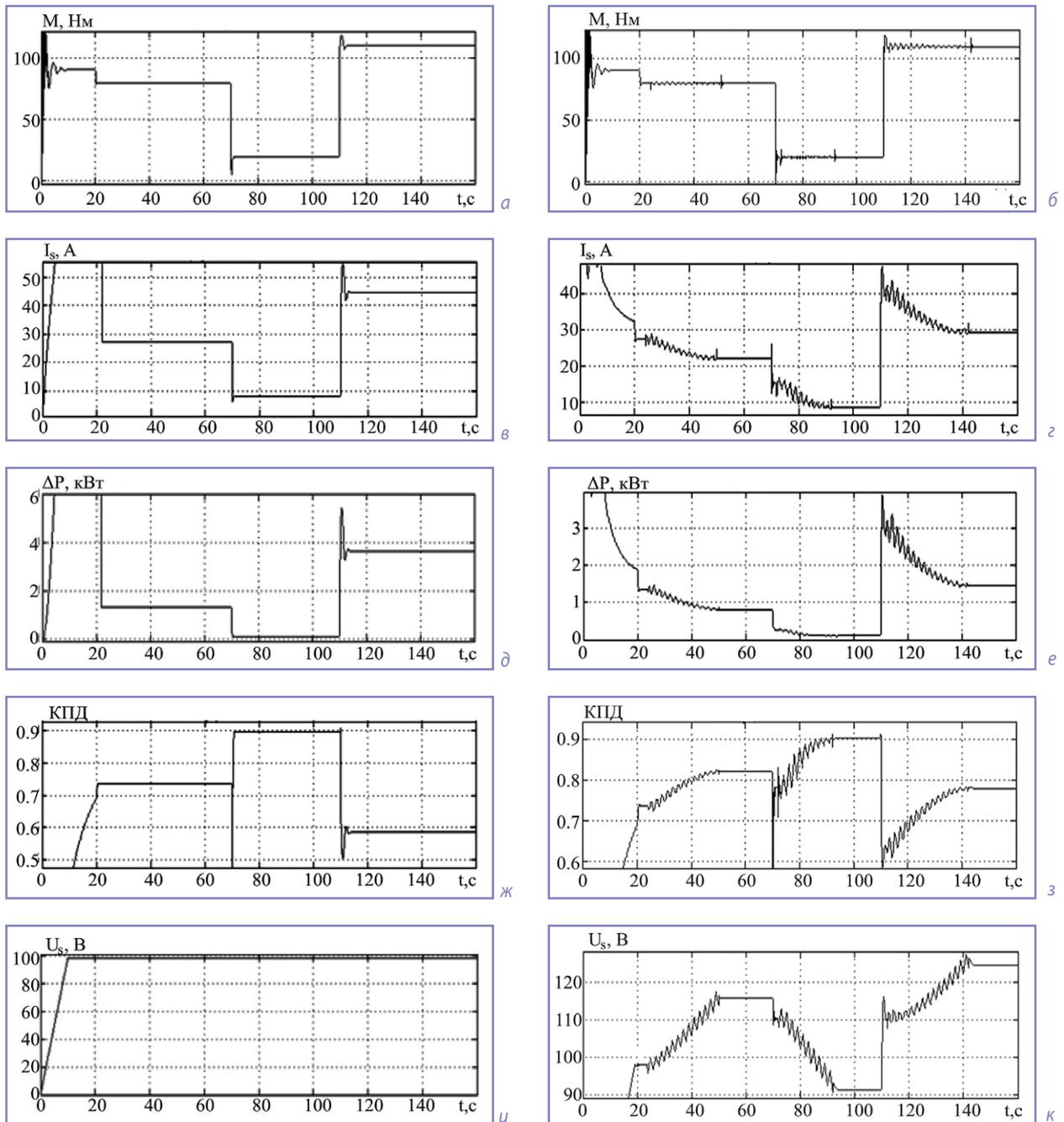


Рис. 4. Результаты моделирования электроприводов со скалярной системой управления (а, в, д, ж, и) и системой поиска минимума тока статора (б, г, е, з, к)

на минимум тока статора, показывает, что при нагрузке  $M = 72 \text{ Нм}$  ( $M = M_{\text{ном}}$ ) ток статора  $I_s = 21,9 \text{ А}$ , потери мощности  $\Delta P = 814,7 \text{ Вт}$ , КПД = 0,8222, амплитуда напряжения статора  $U_s = 116 \text{ В}$ ; при нагрузке  $M = 20 \text{ Нм}$  ( $M = 0,28M_{\text{ном}}$ ) ток статора  $I_s = 7,98 \text{ А}$ , потери мощности  $\Delta P = 102,4 \text{ Вт}$ , КПД = 0,9011, амплитуда напряжения статора  $U_s = 91 \text{ В}$ ; при нагрузке  $M = 110 \text{ Нм}$  ( $M = 1,53M_{\text{ном}}$ ) ток статора  $I_s = 29,2 \text{ А}$ , потери мощности  $\Delta P = 1463 \text{ Вт}$ , КПД = 0,7798, амплитуда напряжения статора  $U_s = 124,5 \text{ В}$ .

Таким образом, моделирование подтвердило работоспособность разработанной системы управления и оптимизацию энергетических характеристик электропривода. Так, при моменте сопротивления, не равном номинальному, величина КПД за счет применения системы минимизации тока статора может быть увеличена на 20%, потери мощности снижены на 50%. Очевидно, что система поиска минимума тока статора работоспособна во всем диапазоне изменения нагрузок, но при частотах вращения ниже номинальной, так как при больших частотах увеличение напряжения неэффективно по причине насыщения магнитной цепи и может быть опасно из-за возможного пробоя изоляции. Применение предложенной системы управления обеспечивает поддержание минимума тока статора, в то время как частота вращения вала ротора незначительно меняется вследствие изменения напряжения. В тех случаях, когда это становится критичным для нагрузочного механизма, систему скалярного управления целесообразно дополнить датчиком и регулятором частоты вращения.

### Литература

1. Сравнительная оценка электроприводов вспомогательных агрегатов подвижного состава / А.С. Космодамианский и др. // Электроника и электрооборудование транспорта, № 1–2011. – С. 31–34.
2. Иньков Ю.М. Потери мощности в асинхронных тяговых двигателях перспективного электроподвижного состава / Ю.М. Иньков, Т.Н. Фадейкин, Я.А. Бредихина // Электротехника. – 2014. – № 8. – С. 44–47.
3. Космодамианский А.С. Сравнительная оценка различных способов скалярного управления тяговым асинхронным двигателем с учетом температуры обмоток / А.С. Космодамианский, В.И. Воробьев, А.А. Пугачев // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии, № 6–2011. – С. 129–135.
4. Васильев Б.Ю. Энергосберегающая система управления асинхронным электроприводом / Б.Ю. Васильев, А.П. Емельянов, А.Е. Козырук // Патент RU № 2498496, опублик. 10.11.2013.
5. Жуликов В.Н. Критерии сравнительной оценки преобразователей электрической энергии подвижного состава / В.Н. Жуликов, Ю.М. Иньков, А.В. Орехов // Электровозостроение. Сб. науч. тр. ОАО «Всероссийский научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт электровозостроения» (ОАО «ВЭЛНИИ»). – 1997. – Т. 37. – С. 84–88.
6. Пугачев А.А. Система управления тяговым асинхронным двигателем с минимизацией мощности потерь / А.А. Пугачев, В.И. Воробьев, А.С. Космодамианский // Вестник Брянского государственного технического университета. – 2015. – № 2 (46). – С. 55–61.
7. Adaptive Fuzzy Controller for Efficiency Optimization of Induction Motors / D.A. Sousa [et al] // IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 54, № 4. P. 2157–2164, 2007.
8. Loss-minimising control scheme for induction motors / S. Lim, K. Nam // IEE Proc. – Electr. Power Appl. – 2004. – Vol. 151. № 4. – P. 386–397.
9. Оптимизация тягового асинхронного электропривода с учетом потерь и насыщения стали / А.Б. Виноградов и др. // Электроприводы переменного тока: труды Международной пятнадцатой научно-технической конференции. – Екатеринбург, 2012. – С. 285–288.
10. Поляков В.Н. Энергоэффективные режимы регулируемых электроприводов / В.Н. Поляков // автореф. дисс. ... докт. техн. наук. – Екатеринбург, 2009. – 41 с.
11. Система управления тягового электропривода с контролем температуры теплонагруженных элементов / А.С. Космодамианский и др. // Электротехника. – 2014. – № 8. – С. 38–43.
12. Vector control using series iron loss model of induction motors and power loss minimization / K. Aissa, K.D. Eddine // World academy of science, engineering, and technology, 52, 2009. – P. 142–148.
13. Пугачев А.А. Минимизация мощности потерь в электроприводе со скалярной системой управления асинхронным двигателем / А.А. Пугачев // Вестник Череповецкого государственного университета. – 2015. – № 3 (64). – С. 32–37.

### Иньков Юрий Моисеевич

Родился в 1937 году. В 1954 году окончил Московский институт инженеров железнодорожного транспорта по специальности «Инженер – электромеханик путей сообщения». Доктор технических наук, профессор. В 1978 году защитил диссертацию по теме

«Вероятностные методы расчета полупроводниковых преобразователей электроэнергии». Опыт работы – более 50 лет. В настоящее время – профессор кафедры «Электрическая тяга» Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ). Имеет более 200 научных трудов, в том числе монографии, и более 100 авторских свидетельств и патентов. Заслуженный деятель науки РФ, имеет 5 государственных наград, знаки «Почетный работник транспорта России» и «Почетный железнодорожник».

### Пугачев Александр Анатольевич

В 2006 году окончил Брянский государственный технический университет. Кандидат технических наук, доцент. В 2009 году защитил диссертацию по теме «Регулируемый электропривод вспомогательных агрегатов подвижного состава с асинхронным двигателем, имеющим поворотный статор». Опыт работы – 10 лет. В настоящее время работает доцентом кафедры «Электронные, радиоэлектронные и электротехнические системы» Брянского государственного технического университета. Имеет свыше 80 научных трудов, 20 патентов.

### In'kov Yuriy

Was born in 1937. In 1954 he graduated from Moscow Institute of Railway Transport Engineers, speciality is «Railway transport engineer – electrician». He is a Doctor of Engineering, a professor. In 1978 he defended a thesis, the theme is «Probabilistic computing methods of power semiconductor converters». He has 50 year work experience. At present he works as a professor of «Electric traction» department of Moscow State University of Railway Engineering (MIIT). He has more than 200 scientific works, including monographs and more than 100 author's certificates and patents. He is a Honored scientist of Russia, he has 5 state awards, «Honored transport worker of Russia» and «Honored railway worker» signs.

### Pugachev Alexander

In 2006 he graduated from Bryanskiy State Technical University. He is a candidate of Engineering Science, associated professor. In 2009 he defended a thesis on the subject «Regulated electric motor drive of auxiliary units of rolling equipment with induction motor with rotating stator». Work experience – 10 years. At present he works as associated professor at the department «Electronic, radioelectronic and electro-technical systems» in Bryanskiy State Technical University. He has more than 80 scientific works, 20 patents.

## Сведения об авторах

**Д.т.н., профессор**  
**Бадёр Михаил Петрович**  
+7-495-684-22-87

**Д.т.н., профессор**  
**Космодамианский**  
**Андрей Сергеевич**  
+7-909-915-72-63

**Д.т.н., профессор**  
**Сидоренко Валентина Геннадьевна**  
+7-916-217-50-76

**Д.т.н., профессор**  
**Баранов Леонид Аврамович**  
+7-495-684-22-88

**Малютин Артём Юрьевич**  
+7-916-647-98-23

**Д.т.н., доцент**  
**Гречишников**  
**Виктор Александрович**  
+7-916-625-43-03

**Искаков Тимур Анвярович**  
+7-916-739-67-78

**Киселев Максим Дмитриевич**  
+7-925-263-42-77

**Д.т.н., профессор**  
**Ким Константин Константинович**  
+7-903-096-57-70

**Д.т.н., профессор**  
**Иньков Юрий Моисеевич**  
+7-495-684-23-90

### 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 2016 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.