

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.Бадер, 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.Ковалев, 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) 557-23-95
E-mail: npртез@mail.ru
Сайт: www.npртез.ru

Подписано в печать:
_06.2014 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 901.

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ И ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ

Сарбаев В.И., Гармаш Ю.В., Волков С.В.

Импульсные преобразователи энергии в системе электроснабжения автомобиля 2

Козловский В.Н., Строганов В.И.

Ресурсное и инфраструктурное обеспечение процессов жизненного цикла электромобилей. 6

Герман Л.А., Серебряков А.С., Максимова А.А.

Цифровая модель фильтрокомпенсирующей установки с тяговой нагрузкой 9

Мазнёв А.С., Кочкар Т.А.

Использование нейросетевых технологий при разработке систем управления электрического подвижного состава с асинхронными тяговыми двигателями. 15

Сафин А.Р., Мисбахов Р.Ш., Гуреев В.М.

Обоснование рациональной схемы управления тяговым электроприводом трамвая на основе разработки имитационной модели. 19

Феоктистов В.П., Чуверин Ю.Ю., Ко Ко Хтет.

Автоматизация тяговых электроприводов мотор-вагонных электропоездов постоянного тока 23

Мельниченко О.В., Власьевский С.В.

Повышение энергетической эффективности электровоза переменного тока в режиме тяги с помощью разнофазного управления выпрямителями на первой зоне регулирования. 26

Доманов В.И., Доманов А.В., Шириев А.Р.

Влияние различных режимов широтно-импульсной модуляции на характеристики рекуператора. 31

Мурадов Э.Ш.

Гибридный быстродействующий автоматический выключатель на номинальный ток 250 А 35

Васильев Д.В.

Определение спектра сигналов непрерывного моностабильного гетеродинного лидара для решения задач по обеспечению безопасности на воздушном транспорте. 41

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ, ДАТЧИКИ

Сурайкин А.И., Горячкин Ю.В.

Разработка высоковольтного AlGaAs/GaAs – гетероструктурного биполярного транзистора 44

Импульсные преобразователи энергии в системе электроснабжения автомобиля

// Pulse converters of energy in system of electrosupply of the automobile //

**Сарбаев В.И., д.т.н., профессор,
Московский государственный индустриальный университет, г. Москва**

**Гармаш Ю.В., к.т.н., профессор,
Современный технический институт, г. Рязань**

**Волков С.В.,
ЗАО «Интеркросс», г. Рязань**

В данной статье рассмотрен вопрос адаптации системы электроснабжения автомобиля к изменяющимся условиям эксплуатации. Показано, что проблемы адаптации могут быть частично решены при использовании импульсных преобразователей энергии.

Ключевые слова: адаптация, импульс, преобразователь напряжения, широтно-импульсная модуляция, закон изменения напряжения питания.

Основным источником электроэнергии для автомобилей длительное время будут оставаться свинцовые стартерные аккумуляторные батареи (АКБ) вследствие наличия сырья, возможности автоматизации их производства и относительной дешевизны [1, 2, 3]. Однако возникают проблемы адаптации систем электрооборудования к изменяющимся условиям эксплуатации при питании от АКБ.

Постановка задачи

Указанные проблемы могут быть частично решены при использовании импульсных преобразователей энергии [4]. Действительно, в нормальных условиях срок службы батарей составляет в среднем 3 – 4 года, но и задолго до этого они могут не обеспечить пуск двигателей при низких температурах. Известно, что наибольших затрат мощности и энергии аккумуляторных батарей требует система электрического пуска. Что касается других систем электрооборудования, например, системы зажигания, то их потребление энергии много ниже, чем у системы пуска, но отсутствие искрообразования точно также не позволит запустить двигатель, как и неисправность системы пуска. По этой же причине важную роль играет система электроснабжения, задача которой – снабжать электроэнергией всех потребителей, в том числе указанные выше системы. По этим причинам разработка

In given clause(article) the question of adaptation of system of electrosupply of the automobile to varied conditions of operation is considered. It is shown, that problems of adaptation can be in part solved at use of pulse converters of energy.

Keywords: adaptation, a pulse, the converter of a pressure(voltage), pulse-width modulation, the law of change of a pressure(voltage) of a feed (meal).

источников электроэнергии, а также создание принципиально новых систем энергообеспечения с комплексным подходом к решению вопроса её получения, преобразования и наиболее рационального распределения являются актуальными задачами.

Что касается системы пуска, то из-за увеличения внутреннего сопротивления аккумуляторной батареи при низких температурах значительно ухудшаются условия пуска двигателя. Для оценки аккумулятора как источника электроэнергии, кроме ЭДС и емкости, используется такой показатель, как удельная энергоемкость (26 Втч/кг). При пониженных температурах мощность, которую способна отдать аккумуляторная батарея в стартерном режиме, падает, а требования к току стартера растут из-за повышенного момента сопротивления проворачиванию коленчатого вала. Если батарея заряжена не на 100 %, то минимальная низкая температура, при которой возможен пуск, оказывается еще выше. Отсюда следуют повышенные требования к степени заряженности аккумуляторной батареи при низких температурах. Степень заряженности определяется настройками системы электроснабжения. Срок службы и наработка на отказ аккумуляторной батареи максимальны при поддержании величины зарядного напряжения генераторной установки в определенных пределах с

учетом температурной зависимости электродвижущей силы аккумуляторной батареи (рис. 1) [2].

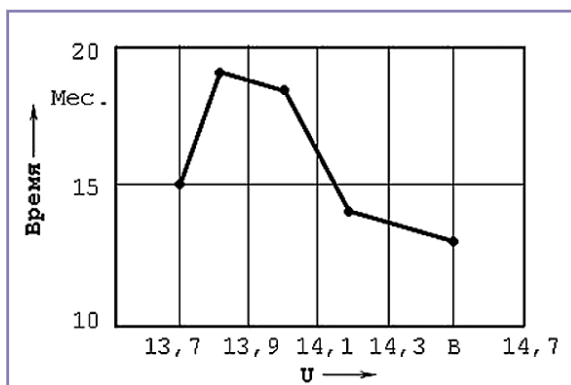


Рис. 1. Зависимость срока службы батарей 6СТ-60 от уровня регулируемого напряжения генераторной установки.

новых технических решений в области повышения энергообеспечения автомобильной техники, удельной мощности

учетом температурной зависимости электродвижущей силы аккумуляторной батареи (рис. 1) [2].

Таблица 1. Зависимость срока службы ламп накаливания и их светового потока от напряжения бортовой сети.

Наименование показателя	Значение				
Напряжение на лампе, проценты от расчетного напряжения	85	90	100	110	115
Световой поток, проценты от расчетного напряжения	52	68	100	140	225
Срок службы лампы, проценты от расчетного напряжения	420	275	100	45	17

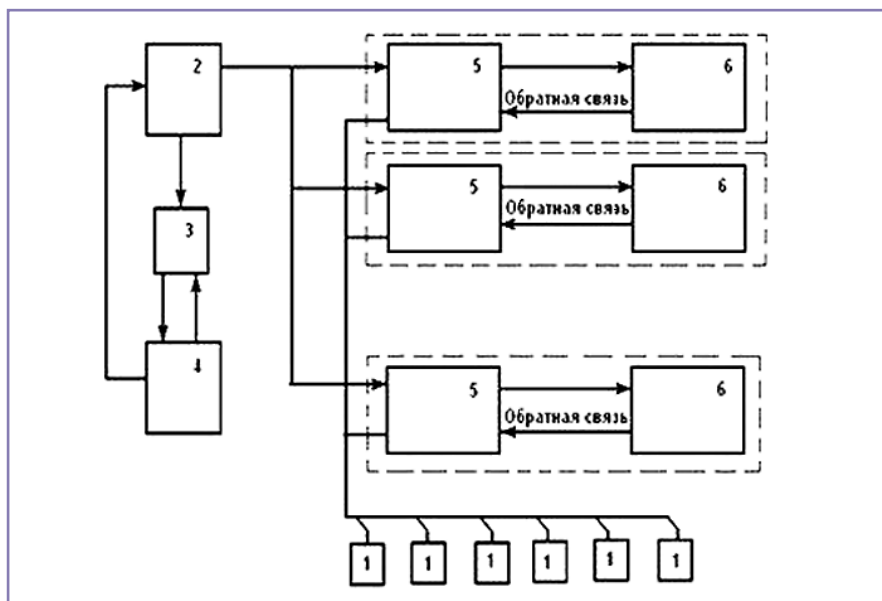


Рис. 2. Схема построения электрооборудования автомобиля:
1 – датчики, 2 – аккумулятор, 3 – регулятор напряжения, 4 – генератор,
5 – преобразователи, 6 – системы электрооборудования.

В связи с возрастающей в последнее время интенсивностью движения все большую роль в безопасности движения играет система освещения и сигнализации.

Из литературы известна зависимость срока службы ламп накаливания от напряжения бортовой сети автомобиля [1] (таблица 1).

Как следует из таблицы 1 и рис. 1, возникает явное противоречие между уровнем напряжения бортовой сети, необходимым для продления срока службы аккумуляторной батареи, и напряжением, оптимальным для питания других потребителей электрической энергии (12 В – номинальное напряжение на лампах накаливания).

При разработке электрооборудования автомобиля по стандартной схеме обычно приходится идти на компромисс при выборе напряжения бортовой сети, что приводит к снижению срока службы как аккумуляторной батареи, так и ламп накаливания.

Методы решения

Основное противоречие, выявленное в результате исследования, наблюдается между необходимостью регулирования напряжения питания потребителей в зависимости от эксплуатационного режима и отсутствием теории и практики адаптации импульсных источников питания в электрооборудовании автомобильной техники.

Гипотеза состоит в том, что для получения рациональных характеристик электрооборудования автомобильной техники следует определить закономерности изменения напряжения дифференцированно для каждого потребителя и реализовать их с помощью управляемых по параметрам объекта регулирования импульсных адаптируемых источников питания.

Для реализации предложенной концепции предлагается использовать следующую схему построения электрооборудования автомобильной техники. Системы электрооборудования подключаются к бортовой сети каждая через свою систему электропитания (СЭП), представляющую собой управляемый импульсный преобразователь напряжения [4]. Выходное напряжение каждой СЭП может плавно регулироваться в зависимости от внешних факторов, ре-

жимов работы двигателя внутреннего сгорания и самой системы (рис. 2). Методика расчета СЭП состоит в следующем:

- определяют необходимый закон изменения выходного напряжения СЭП, исходя из требований, предъявляемых конкретной системой, а также внешних факторов;

- выбирают датчики внешних факторов и режимы работы системы;

- разрабатывают электронную схему, которая обрабатывает сигналы датчиков и на их основе формирует опорное напряжение преобразователя СЭП, определяющее законы изменения его напряжения;

- разрабатывают силовую часть СЭП. Подобные устройства проще всего реализуются с помощью мощного ключа на полевом транзисторе и схемы широтно-импульсной модуляции и достаточно хорошо описаны в литературе.

Отметим, что современные полевые транзисторы позволяют коммутировать токи в десятки и сотни ампер при достаточно высоком коэффициенте полезного действия и надежности. При этом они обладают малой стоимостью (порядка нескольких долларов США). В силу сказанного, построение необходимых СЭП не вызывает сложностей. При подобном построении схемы не только оптимизируются срок службы и характеристики систем электрооборудования, но и продлевается срок службы аккумуляторной батареи.

Нами проведены исследования по реализации предложенного способа построения электрооборудования на примере двух систем:

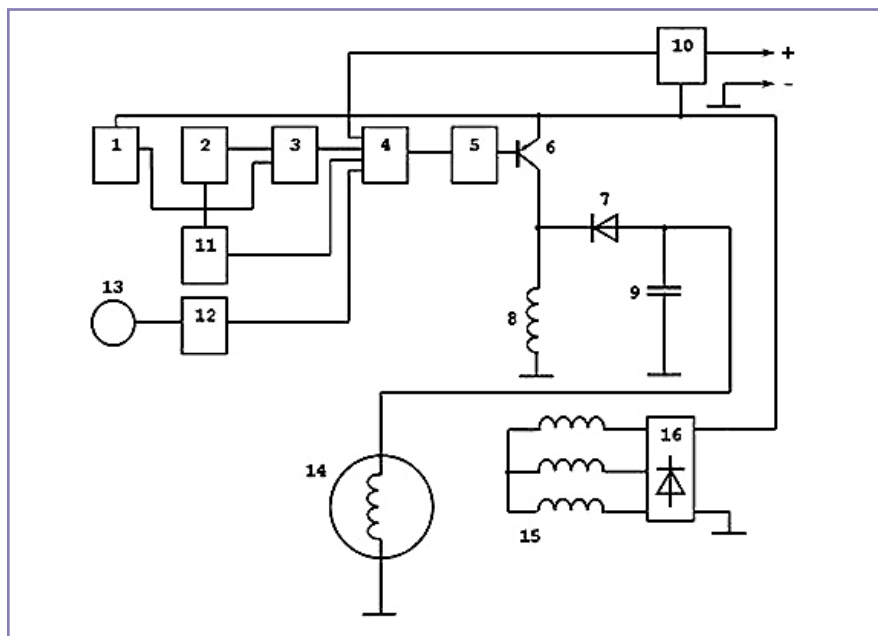


Рис. 3. Регулятор напряжения:

1 – измерительное звено, 2 – источник опорного напряжения, 3 – схема сравнения,
4 – логический блок, 5 – мультивибратор, 6 – мощный силовой ключ,
7 – диод, 8 – катушка, 9 – конденсатор, 10 – датчик тока нагрузки,
11 – компаратор напряжения, 12 – частотный компаратор,
13 – датчик частоты вращения коленчатого вала ДВС, 14 – обмотка возбуждения,
15 – обмотка статора, 16 – выпрямитель.

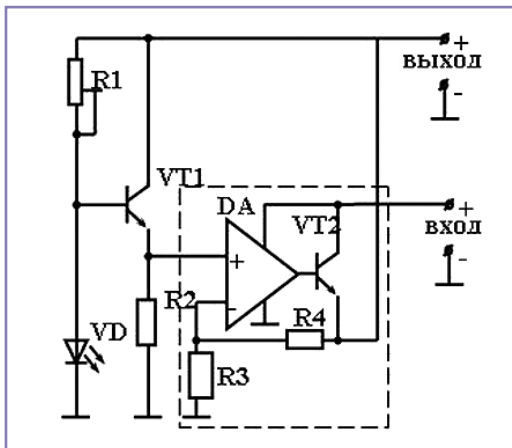


Рис. 4. Источник опорного напряжения с использованием различия в ширине запрещенной зоны полупроводников.

- построение системы электроснабжения на основе широтно-импульсного регулятора, обеспечивающего повышение степени заряженности и продление срока службы аккумуляторной батареи с учетом ее температурного режима;

- построение системы освещения и сигнализации автомобиля с применением импульсных преобразователей параметров электроэнергии.

Система электроснабжения

С точки зрения обеспечения пуска ДВС, следует иметь близкую к 100 % степень заряженности аккумуляторной батареи. Этому же требует условие ее максимального срока службы. Для поддержания максимальной заряженности аккумуляторной батареи необходимо поддерживать с высокой степенью точности напряжение бортовой сети, например, используя широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) и учитывая температурный

коэффициент напряжения (ТКН) батареи.

При разработке электрооборудования автомобиля по стандартной схеме обычно приходится идти на компромисс при выборе напряжения бортовой сети, что приводит к снижению сроков службы как аккумуляторной батареи, так и других потребителей. Выходом из сложившейся ситуации может стать применение вторичного источника электропитания. Такой источник преобразует напряжение, поступающее от генератора для заряда батарей, в напряжение, оптимальное для питания других потребителей. Для повышения коэффициента полезного действия и точности регулирования напряжения заряда аккумуляторной батареи в пределах $13,9 \pm 0,1$ В (для 12 В бортовой сети) необходимо использовать импульсное регулирование (рис. 3). В основе работы регулятора лежит применение мощного силового ключа (6), катушки индуктивности (8), диода (7) и конденсатора (9). Измерительное звено (1) представляет собой делитель напряжения бортовой сети на двух последовательно включенных сопротивлений. Схема сравнения (3) представляет собой разностный усилитель на операционном усилителе. Управление ключом производится высокочастотным мультивибратором (5), который управляется от схемы сравнения опорного напряжения и напряжения бортовой сети. Мощный силовой ключ (6) на время импульса мультивибратора (5) открывается, и через катушку индуктивности (8) течет ток. После запираания ключа (6) ток через катушку (8) продолжает течь в том же направлении и через диод (7) заряжает фильтрующий

конденсатор (9), напряжение с которого и подается на обмотку возбуждения генератора. Обмотка возбуждения генератора и конденсатор (9) являются хорошими фильтрами низких частот. Обмотка возбуждения питается практически постоянным средним током, пропорциональным разности между опорным напряжением и напряжением, снимаемым с измерительного звена.

Авторами предложена схема источника опорного напряжения (рис. 4). Комбинируя диод из фосфида галлия с узкозонным диодом, например, на основе кремния, можно построить схему с регулируемым ТКН, что позволяет получить близкую к 100% заряженность аккумуляторной батареи во всем рабочем диапазоне температур. Для этой цели используется температурная зависимость падения напряжения на диодах с различной шириной запрещенной зоны.

Разностное напряжение, усиленное операционным усилителем, является тем выходным опорным напряжением схемы, которое сравнивается с частью напряжения бортовой сети, и в результате вырабатывается сигнал управления ШИМ – регулятором. У разработанного регулятора есть еще особенность – на время пуска ДВС ток в цепи возбуждения отключается за счет датчика (13) частоты вращения коленчатого вала и частотного компаратора (12). Если частота прокручивания ниже максимальной пусковой частоты, на выходе компаратора появляется уровень логического нуля. При этом логический блок (4) регулятора запрещает протекание тока по обмотке возбуждения. Известно, что если температура электролита превышает 45°C , то он перестает воспринимать заряд. С целью уменьшения потерь зарядный ток батареи следует отключать, и компаратор напряжения (11) отключает ток в цепи обмотки возбуждения генератора при данных условиях.

Исходя из предложенной концепции, разработана система освещения и сигнализации автомобиля.

Действительно, при разработке электрооборудования автомобиля следует между генератором (бортовой сетью) и лампами накаливания включить импульсный стабилизатор напряжения, который позволит при номинальном световом потоке и напряжении на лампах увеличить срок их службы в несколько раз. Схема преобразователя напряжения показана на рис. 5.

Отметим, что для повышения срока службы ламп накаливания очень эффективным средством является применение плавного пуска. Для реализации данного способа достаточно в схему источника опорного напряжения включить емкость, постоянная времени заряда которой определяет скорость нарастания напряжения на лампах накаливания. Емкость можно включить, например, параллельно R2 на рис. 4.

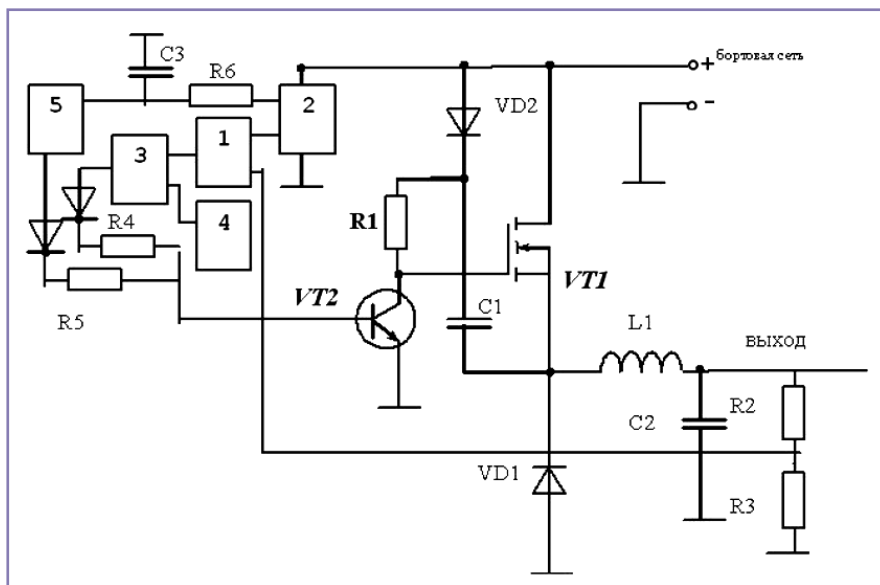


Рис. 5. Функциональная схема импульсного стабилизатора: 1 – усилитель, 2 – источник опорного напряжения, 3 – компаратор, 4 – генератор пилообразного напряжения.

Выводы

В работе рассмотрено применение концепции построения электрооборудования автомобиля в отношении системы электроснабжения. Отметим, что возможно применение предложенной концепции и по отношению к другим системам электрооборудования, в результате заметно повышаются эксплуатационные характеристики всех систем автомобиля.

В результате применения адаптивных преобразователей параметров электрической энергии, включенных между бортовой сетью и потребителем, следует ожидать увеличения качества автомобильной техники, срока службы и надежности узлов и агрегатов, повышения комфорта при эксплуатации.

Литература:

1. Ютт В.Е. Электрооборудование автомобилей. – М.: Транспорт, 1989. – 287 с.
2. Чижков Ю.П., Акимов С.В. Электрооборудование автомобилей: Учебник для вузов. – М.: Издательство «За рулем», 1999. – 384 с.
3. Электрооборудование автомобилей: Справочник/ Акимов А.В., Акимов О.А., Акимов С.В. и др.; Под ред. Чижкова Ю.П. – М.: Транспорт, 1993. – 223 с.
4. Интегральные микросхемы. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. – М.: Додека, 2000. – 608 с.

Сарбаев Владимир Иванович – родился в 1949 году. В 1971 году окончил Ленинградский институт водного транспорта по специальности «Экономика, организация и планирование водного транспорта». Доктор технических наук, профессор. В 2005 году защитил диссертацию по теме: «Научные основы обеспечения экологической безопасности автомобильного транспорта». Опыт работы – 43 года. В настоящее время работает заведующим кафедрой эксплуатации транспортных средств Московского государственного индустриального университета. Имеет 350 научных трудов, 1 патент. Награжден медалью «В память 850-летия Москвы», почетный работник транспорта РФ.

Гармаш Юрий Владимирович – родился в 1957 году. В 1979 году окончил Рязанский государственный радиотехнический институт по специальности «Физика полупроводников и диэлектриков». Кандидат технических наук, профессор. Защитил диссертацию по теме: «Релаксационная спектроскопия глубоких уровней в полупроводниках». С 1984 года на преподавательской работе в вузах. В настоящее время работает заведующим кафедрой энергетики НОУ ВПО Современный технический институт. Имеет около 200 научных и методических трудов, из них около 50 патентов.

Волков Сергей Владимирович – родился в 1989 году. В 2012 году окончил Рязанский государственный радиотехнический университет по специальности «Промышленная электроника».

В настоящее время работает инженером ЗАО «Интеркросс».

Sarbayev Vladimir – was born in 1949. In 1971 he graduated from Leningrad Water Transport Institute, speciality is «Water transport economics, organization and planning». He is a Doctor of Engineering, a professor. In 2005 he defended a thesis; the theme is «Scientific basis of ensuring of automobile transport ecological safety ». He has 43 years work experience. At present he works as a head of a vehicles operation chair of Moscow State Industrial University. He has 350 scientific works, 1 patent. He is awarded with medal «In memory to 850 years of Moscow», honourable worker of Russian Federation transport.

Garmash Yuriy – was born in 1957. In 1979 he graduated from Ryazan State Institute of radio engineering, speciality is «Semiconductors and dielectrics physics». He is a candidate of Engineering, a professor. He defended a thesis; the theme is «Deep level relaxation spectroscopy in semiconductors». He worked as a lecturer in institutes of higher education since 1984. At present he works as a head of an energetics chair in NOU VPO Modern technical university. He has about 200 scientific and methodological works, including about 50 patents.

Volkov Sergey – was born in 1989. In 2012 he graduated from Ryazan State Radiotechnical University with specialization in «Industry electronics». At present he works as engineer in CJSC «Intercross».

Ресурсное и инфраструктурное обеспечение процессов жизненного цикла электромобилей

// Resources and infrastructure provision of electro cars' life cycle processes //

**Козловский В. Н., д. т. н.,
ПВГУС, г. Тольятти**

**Строганов В. И., к. т. н.,
МАДИ, г. Москва**

В статье представлены результаты исследования проблем ресурсного и инфраструктурного обеспечения электромобилей на этапах жизненного цикла.

Ключевые слова: качество, надежность, электрооборудование, электромобиль.

The publication represents the research results of problems of resources and infrastructure provision of electro cars at the stages of life cycle.

Keywords: quality, reliability, electrical equipment, electro car.

Анализ тенденций развития мирового автомобилестроения показывает, что в настоящее время формируется потенциал для массового перехода от традиционных технологий к электротехнологиям, которые составляют фундамент процессов жизненного цикла электромобилей. Важнейшими задачами перехода при этом становятся ресурсные и инфраструктурные проекты обеспечения эффективности процессов проектирования, производства и эксплуатации транспортных средств [1]. В условиях массового производства электромобилей происходит повышение спроса на добычу редкоземельных металлов, возрастет спрос на электроэнергию как на основной ресурс движения автомобиля.

В настоящей работе проведено исследование проблемной области ресурсного обеспечения процессов жизненного цикла электромобилей.

Мировой спрос на редкоземельные металлы, по оценкам специалистов, в ближайшие 5 лет превысит 40000 тонн в год. В случае, если в течение данного промежутка времени не будут найдены технологии по синтезу аналогичных материалов в промышленных масштабах, то проблема производства электромобилей будет усугубляться ресурсными ограничениями уже на стадии производства компонентов. Например, автомобиль с комбинированной силовой установкой Toyota Prius заслужил доверие американских потребителей и занимает в своем сегменте около 70% рынка. Он реализован на основе электропривода. Сегодня в каждом тяговом электродвигателе Prius содержится примерно 1 кг неодима, каждая ТАБ содержит примерно 10 – 15 кг лантана.

Основные разведанные запасы редкоземельных металлов сосредоточены на территории Китая, в котором в настоящее

время действует государственная программа по обеспечению сохранности редкоземельных материалов для обеспечения собственных нужд. Естественно, происходит ограничение поставок на экспорт.

Для реализации технических задач в качестве основного материала аккумуляторных батарей активно используются литий. Интересно, что некоторыми экспертами отмечается проблема дефицита данного материала. При этом уже сейчас существует огромный парк технических устройств, находящихся на разных этапах жизненного цикла, в которых используются литий. По общим оценкам объемы запасов лития превышают соответствующие объемы золота, платины, йода, серебра. Другая проблема заключается в том, что как только на территории суверенных государств обнаруживаются запасы соответствующего материала, вводятся меры ограничительного характера, что способствует росту мировых цен. Такую картину можно наблюдать на примерах Чили или Боливии.

Другой очевидной проблемой, когда речь заходит о перспективах развития экологичного транспорта, является проблема обеспечения инфраструктуры обслуживания и ремонта.

Важнейшим элементом расширения использования электромобилей является способность энергосети к надежной зарядке тяговой аккумуляторной батареи (ТАБ). В условиях сложившихся генерирующих мощностей требуется дополнительный энергетический прирост для обеспечения прироста нагрузки. Тем не менее, существуют исследования, показывающие, что при сохранении текущих темпов перехода транспорта на электротехнологии дополнительные мощности, необходимые для удовлетворения спроса на электро-

энергию, не так уж велики и составят примерно 1,5% к 2030 году.

Скорее всего в данных условиях актуализируется другая проблема – обеспечение надежности процесса зарядки ТАБ электромобилей в пиковые часы работы энергосети. Меньшей по значимости, но важной для потребителей проблемой является зарядка ТАБ автомобиля по приемлемой цене. В США, Западной Европе, да и в России действует сетка тарифов на электроэнергию в зависимости от времени суток. Понятно, что решение этой проблемы должно заключаться в повышении степени информированности потребителей о достоинствах и недостатках реализации процесса обслуживания транспорта в определенные часы. Решение же основной проблемы обеспечения надежной зарядки ТАБ в пиковые часы должно проводиться на основе внедрения так называемых интеллектуальных технологий в энергетические распределительные системы.

В настоящее время разрабатываются локальные инструменты, при расширении использования которых можно существенно изменить баланс решения проблемы. Например, реализация схемы процесса обслуживания электромобилей на базе целого энергетического комплекса, созданного с использованием технологий возобновляемых источников электроэнергии. Комплекс может работать по принципу стабильного обеспечения электроэнергией транспортных средств в любой момент времени. То есть при невозможности надежной зарядки ТАБ через традиционные энергетические сети реализуется алгоритм зарядки с помощью генерирующих устройств: солнечной батареи, ветряного генератора. В случае повышения нагрузки на сервисный комплекс предусмотрена возможность замены разряженной ТАБ на специально подготовленную и хранимую в складских условиях батарею. Таким образом решается проблема надежного обеспечения эксплуатационных параметров электромобилей [2].

Интеллектуальные энергетические сети – это сравнительно новое понятие, которое в приложении к транспортным технологиям должно обеспечивать оптимальное перераспределение электроэнергии, исходя из существующего спроса и предложения в разных географических регионах. К числу концепций, реализую-

щих данное направление, можно отнести так называемую концепцию «Умный город». В условиях реализации системы интеллектуальных распределительных энергетических сетей в рамках данной концепции должно быть гармонизировано решение довольно сложных вопросов. В настоящее время системами управления энергетических сетей реализуются алгоритмы переноса мощностей в зависимости от глобального изменения спроса на электроэнергию. Такая модель, по сути, отражает необходимость более гибкого управления энергораспределением и требует разработки новых алгоритмов управления, когда накопление потребительских запросов на местном уровне должно переводить систему в соответствующий режим обеспечения. С другой стороны, ряд аналитиков прогнозируют, что, являясь как потребителями, так и источниками электроэнергии, электромобили могли бы делать свой энергетический вклад в работу всей сети. Но при этом в настоящее время не в полной мере разработаны инструменты расчета и возмещения со стороны энергосетей затрат, связанных с передачей электроэнергии от транспортного средства в сеть. Для эффективной реализации концепции «Умный город» необходимо решить ряд задач: создание системы двунаправленного силового интерфейса – для обеспечения функции приема и передачи электроэнергии из сети к автомобилю и обратно; беспроводной доступ в Интернет для всех транспортных средств и глобальное позиционирование – для полного контроля за передвижением транспортных средств с целью оптимизации управления и реализации инструментов прогнозирования локального спроса на электроэнергию; создание двунаправленной системы учета электроэнергии на розничном уровне; разработка интеллектуальных алгоритмов управления с учетом многофакторности решаемой проблемы [3].

При обеспечении эффективности обслуживания электромобилей важным вопросом является уровень согласованности принятых стандартов в отраслях, так или иначе связанных с электротехнологиями на транспорте [2]. С учетом того, что электрическое напряжение в бытовых сетях даже в развитых странах отличается, напрашивается вывод о необходимости решения задачи стандартизации с целью обеспечения единообразия как минимум некоторых особенностей транспортных средств и инфраструктуры с точки зрения эксплуатации. По обозначенному комплексу проблем в настоящее время разрабатываются и внедряются на межгосударственном и межкорпоративном уровнях соответствующие стандарты и протоколы. Например, в Северной Америке Инженерной Ассоциацией проводится работа, направленная на вскрытие параметров и характеристик электромобилей, которые нуждаются в стандартизации. Список

компаний, участвующих в разработке требований, объединяет лидеров мирового автомобилестроения: GM, Chrysler, Ford, Toyota, Honda, Nissan.

Примером одного из результатов работы Инженерной Ассоциации является унифицированная система подключения электромобилей к блокам подзарядки (EVSE), реализуемая с помощью четырех различных принципиальных решений: внутренний блок EVSE; блок EVSE установлен на стене или постаменте; на стене или постаменте установлен блок DC быстрого зарядного устройства; замена батареи DC с быстрым зарядным устройством.

Важным аспектом, влияющим на расширение географии использования электромобилей, является разработка и реализация принципов обеспечения так называемой «быстрой» (в течение не более 15 мин) зарядки ТАБ при одновременном расширении пунктов сервиса, предоставляющих данную услугу.

Уже сейчас Европейской ассоциацией автопроизводителей (ACEA) объявлено о начале работ по созданию стандартизированной по единым принципам сети заправочных станций в странах Еврозоны. Комплекс соответствующих мероприятий поделен на фазы: фаза 1 – создание единого разъема для подключения к зарядному блоку; фаза 2 – адаптация компонентной отрасли Европы под единый перечень стандартов разработки и производства автокомпонентов. Начало действий – 2017 год.

В настоящее время большой интерес к данной программе уже проявили не только европейские и североамериканские автомобильные концерны, но и японские, южнокорейские и китайские корпорации.

Известно о программе развития сервиса в КНР, согласно которой в ближайших 2 года в Пекине будет построено 75 зарядных станций, при этом уже сейчас во всех крупных городах работает около 100 таких сервисов. Интересен опыт некоторых стран в развитии экологических видов транспорта с точки зрения ресурсного обеспечения эксплуатационных этапов жизненного цикла. Согласно официальным источникам, в планах Дании до 2020 года обеспечить выработку до 50% производимой электроэнергии на основе возобновляемых источников. Таким образом, государство через реализацию энергетических программ, а также за счет активного внедрения электромобилей планирует снижение импорта энергоносителей.

Отдельным вопросом, нуждающимся в рассмотрении, является технология индуктивной зарядки, разработанная в 1893 году Николой Тесла. Его работа была посвящена проблеме развития беспроводного освещения. По сути, она определила современное направление развития технологий, которые могут быть использованы при реализации электромобилей. Индукционная зарядка не реализуется путем непосредственного воздействия на ТАБ

транспортного средства. Система состоит из двух частей:

- первая – располагается на стороне зарядного устройства и представляет собой трансформатор, разделенный на две части. Первичная обмотка подключена к сети переменного тока;
- вторая – располагается на автомобиле. Вторичная обмотка находится в изолированном модуле и обеспечивает питание ТАБ.

Таким образом, при движении в условиях отсутствия физического контакта, реализуя закон электромагнитной индукции, осуществляется подзарядка аккумуляторов автомобиля.

Уже сейчас, например, в Новой Зеландии разработаны индуктивные системы передачи мощности. В Европе начинается процесс разработки и внедрения так называемых «медленных» полос движения, которые обеспечивают функцию индуктивной зарядки электромобилей.

Существует ряд неоспоримых преимуществ технологии индукционной зарядки автомобилей: упрощение инфраструктуры обеспечения стационарных режимов зарядки ТАБ; постоянное подключение автомобиля к информационной сети создает возможности для оптимизации транспортных потоков, повышения уровня безопасности и безаварийности на дорогах; повышение уровня комфорта при эксплуатации транспортных средств за счет реализации систем быстрого Интернета. Причем в последнем случае можно говорить о техническом прорыве в области транспорта, который определяется реализацией функций мониторинга, диагностикой и интерактивным обслуживанием, маршрутизацией и предупреждением столкновений, селективным управлением движения автомобилей.

Еще сравнительно недавно перспективы развития электромобилей рассматривались весьма скептически. Основные проблемы в реализации электротехнологий на транспорте были связаны с невозможностью обеспечить минимальные требования для потребителей, эксплуатирующих автомобили даже в городских условиях. Низкий интервал пробега между циклами перезарядки ТАБ, невысокий уровень динамики, отсутствие необходимой инфраструктуры – это только часть проблем, которые необходимо решить, прежде чем выпустить на рынок электромобиль. Сегодня происходит изменение в сознании экспертного сообщества в части развития соответствующих технологических направлений.

Первичный импульс, определивший новый этап развития экологичного транспорта, в середине XX века обозначил два основных направления электротехнологий: электромобили и автомобили с комбинированной силовой установкой. Сегодняшнее понимание необходимости дальнейших разработок в данной области определяется дополнительными аспектами: рост цен и ограничение добычи энергоресурсов.

Таким образом, уже сейчас можно говорить о заложенном фундаменте в вопросах актуализации и развития электротехнологий на транспорте. В развитых странах работают специализированные экспертные группы, целью которых является изменение сознания общества в понимании экологических проблем и роли электротранспорта в их решении.

Наметившийся в последние десятилетия технический прорыв в области электротехнологий транспорта обеспечивает формирование оптимистического сценария развития автомобилестроения в соответствующем тренде.

Все обозначенное выше является своего рода двигателем процесса развития электромобилей. Но при этом есть и существенные ограничения, влияющие на расширение экологических проектов до уровня массовости, среди которых целый ряд обладающих ключевыми особенностями положений: появление новых игроков на рынке разработки и производства компонентов, что приводит к рискам недостаточного качества и надежности элементного состава автомобилей; ограничения в добыче и высокая стоимость редкоземельных материалов, используемых при производстве тяговых электродвигателей; неразвитая инфраструктура обеспечения эксплуатационной эффективности автомобилей.

Перечень вскрытых в ходе работы достоинств и недостатков электротехнических проектов транспортных средств, по сути, представляет собой матрицу решений, из рассмотрения которой необходимо обозначить прогноз развития соответствующих транспортных технологий. Однако сложность решения данной задачи заключается в примерной равноценности выделенных плюсов и минусов.

Сейчас можно говорить лишь о глобальном развитии направления экомобилей. Лидера в научных разработках и технологиях транспорта на топливных элементах, биотопливе или с использованием электротехнологий пока нет. Но, что бесспорно, развитие электротехники и электроники в современных условиях является фундаментальной основой развития транспортного сектора. В условиях недостаточного обеспечения качества и надеж-

ности традиционных систем электрооборудования автомобилей соответствующие проблемы будут сопутствовать и новым электротехническим комплексам [4, 5].

По-прежнему мы можем говорить лишь об использовании электромобилей в качестве городского транспорта, поэтому улучшение качества жизни населения в развитых странах, а также понимание важности решения экологических проблем скорее всего приведет к тому, что автомобиль станет вторым автомобилем в семьях. Примерно такая же картина ожидается и коммерческие транспортные электротехнологии. Легкий и среднетоннажный коммерческий транспорт, работающий в городских условиях, в перспективе может быть переведен на электротехнологии.

Одним из возможных решений проблемы расширения парка таких транспортных средств является развитие сервисных технологий передачи транспортных средств на прокат или развитие сети такси [5].

Сегодня государственные структуры в ряде стран с целью обеспечения собственной независимости на энергетическом рынке активно поддерживают инновационные начинания в области электромобилей. Однако практика показывает, что такая поддержка ограничивается 10 – 15-летним периодом, после которого соответствующая ответственность переходит в бизнес – среду. Вопрос о возможностях бизнеса в части полной самостоятельности решения проблем проектирования, производства и эксплуатации таких сложных систем, какими являются электромобили, остается открытым.

Литература:

1. Козловский, В.Н. Проблема стратегического планирования улучшения качества и надежности системы электрооборудования автомобилей / В.Н. Козловский, А.В. Заятров // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2012. – № 1.
2. Козловский, В. Н. Обеспечение качества и надежности электрооборудования автомобилей: монография / В. Н. Козловский. – Тольятти: ГОУ ВПО «ТГУ». – 2009.
3. Строганов, В.И. Итоги и перспективы развития электромобилей и автомобилей с гибридными силовыми установками / В.И. Строганов,

В.Н. Козловский // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2012. – № 2.

4. Строганов, В.И. Инновационные методы исследования качества и надежности электромобилей и автомобилей с гибридной силовой установкой: монография / В.И. Строганов, В.Н. Козловский. – М. «МАДИ», 2012.

5. Козловский, В.Н. Аналитические исследования качества автомобилей в эксплуатации: монография / В.Н. Козловский, В.И. Строганов. Palmarium Academic Publishing, AV Akademikerverland GmbH&Co., Deutschland, 2013.

Козловский Владимир Николаевич – инженер по специальности «Электрооборудование автомобилей и тракторов», в 1999 году окончил Тольяттинский политехнический институт. Доктор технических наук. В 2010 году защитил докторскую диссертацию на тему: «Обеспечение качества и надежности системы электрооборудования автомобилей». Автор более 80 научных работ, в том числе двух монографий. В настоящее время работает профессором в Поволжском государственном университете сервиса.

Строганов Владимир Иванович – родился в 1958 году. Кандидат технических наук. В 2006 году защитил кандидатскую диссертацию на тему: «Комбинированная энергоустановка городского автобуса с буферным источником мощности». В настоящее время работает проректором по капитальному строительству МГТУ «МАДИ». Автор более 30 научных работ.

Kozlovskiy Vladimir – is an engineer, specialization is «Car and tractor electric equipment», in 1999 he graduated from Tolyatty Polytechnic Institute. Doctor of Engineering. In 2010 he defended a Dphil, the theme is: «Quality and safety assurance of car electric equipment system». The author of more than 80 scientific works, including two monographs. At present he is a professor in Povolzhye State Service University.

Stroganov Vladimir – was born in 1958. He is a candidate of technical sciences. In 2006 he defended a Ph.D. thesis, the theme is: «Combined electricity generating plant of a city bus with a buffer power source». At present he works as a pro-rector of capital construction in MGTU «MAD». He is an author of more than 30 scientific studies.

Цифровая модель фильтрокомпенсирующей установки с тяговой нагрузкой

// Digital model of installation
for capacitive shunt compensation //

Герман Л.А., д. т. н., профессор,
Серебряков А.С., д. т. н., профессор,
Нижегородский филиал Московского государственного
университета путей сообщения (МИИТ), г. Нижний Новгород
Максимова А.А.,
ООО «Таврида Электрик СПб», г. Санкт-Петербург

*В статье рассматривается проблема несинусоидальности напряжения в тяговых сетях переменного тока. Проводится анализ необходимости применения устройств поперечной компенсации с функцией фильтрации высших гармоник. Проанализированы электромагнитные процессы в тяговых сетях переменного тока железных дорог с помощью схемы замещения с цифровой моделью выпрямительного электровоза, дающей полное представление об изменении мгновенных значений всех расчетных гармоник тока и напряжения на всем периоде протекания электромагнитных процессов. Дана оценка степени усиления гармоник тока при изменении частотных настроек компенсирующих установок. Проанализирована возможность снижения величины усиления за счет изменения резонансных частот КУ. **Ключевые слова:** компенсация реактивной мощности; несинусоидальность напряжения; цифровая модель электровоза; фильтрокомпенсирующая установка; усиление гармоник; резонансная настройка ФКУ.*

Фильтрокомпенсирующая установка на 3 и 5 гармоник

Для тяговых сетей переменного тока электрических железных дорог России характерно сверхнормативное потребление реактивной мощности и повышенное содержание высших гармоник напряжения. Коэффициент реактивной мощности тяговой нагрузки для подстанций 110 кВ составляет, например, $\text{tg} = 0,65 \dots 0,7$ (нормированное значение – 0,5). На шинах 27,5 кВ тяговых подстанций напряжения 3, 5 и 7 гармоник, как правило, равны $U_{(3)} = 2 \dots 10\%$, $U_{(5)} = 2 \dots 8\%$ и $U_{(7)} = 1 \dots 5\%$ от основной гармоники [1]. Указанные значения относятся к максимальным значениям с вероятностью в 95%. В соответствии с требованиями нормативных документов по снижению потребления реактивной мощности тяговой нагрузки, уменьшению

The article is about a problem of non-sinusoidal voltage AC traction networks. Necessity of shunt compensation devices with harmonic filtering function was analyzed. Analyzed electromagnetic processes in AC traction networks railways, with using the equivalent circuit model with a digital electric rectifier, giving a complete picture of change in the instantaneous values of all the calculated current and voltage harmonics on the entire period of the flow of electromagnetic processes. Evaluated the degree of amplification of harmonic currents when changing frequency settings compensating systems. Regarded possibility of reducing the amount of the gain due to changes in the resonant frequencies of KU.

Keywords: reactive power's compensation; non-sinusoidal voltage; digital model of electric locomotive; filter-installation; amplification of harmonics; resonance tuning PKU.

несинусоидальности напряжения в тяговой сети, а также для соблюдения электромагнитной совместимости системы тягового электроснабжения с системой внешнего электроснабжения, с электроподвижным составом, устройствами автоблокировки, электрической централизации и смежными устройствами нетяговых потребителей в тяговых сетях применяют фильтрокомпенсирующие установки (ФКУ). Как видно из приведенного анализа, наиболее существенны 3 и 5 гармоник, причем повышенные значения 5 гармоники объясняются резонансными явлениями на линии ВЛ-110(220) кВ. На шинах 110(220) кВ напряжение гармоник значительно меньше, чем на шинах 27,5 кВ, и оно определяется, в основном, входным сопротивлением системы внешнего электроснабжения. По исследованиям [2] на Восточно-Сибир-

ской и Горьковской железных дорогах входное индуктивное сопротивление системы внешнего электроснабжения шин 110(220) кВ большинства тяговых подстанций составляет 0,2-1,4 Ом и на отдельных подстанциях увеличивается до 2,0 – 2,6 Ом (индуктивные сопротивления здесь и далее приведены к напряжению 27,5 кВ). Указанные данные в первом приближении можно распространить на всю сеть отечественных железных дорог. Если принять на подстанции в работе один трансформатор 40 МВ·А (его индуктивное сопротивление 2 Ом), то напряжения гармоник на стороне 110(220) кВ определяются по данным гармоник на стороне 27,5 кВ путём их умножения на коэффициенты $[0,2/(0,2+2) \div 1,4/(1,4+2)] = [0,091 \div 0,412]$. Таким образом, гармоники напряжения на стороне 110(220) кВ большинства тяговых подстанций равны: $U_{(3)} = 0,18 - 4,12\%$; $U_{(5)} = 0,18 - 3,3\%$; $U_{(7)} = 0,09 - 2,06\%$.

Указанные расчеты напряжений гармоник на шинах 110(220) кВ позволяют сделать следующие предварительные выводы:

- учитывая норматив по нормально допустимому коэффициенту искажения синусоидальной формы кривой напряжения 2% [3], очевидно, что достаточно выполнять ФКУ на фильтрацию 3 и 5 гармоник. Действительно, если отфильтровать 3 и 5 гармоник, то практически степень несинусоидальности приближается к нормированным значениям (например, оставшаяся 7 гармоника, как указано выше, $U_7 = 0,09 - 2,06\%$);

- примерно на половине тяговых подстанций отечественных железных дорог необходимы ФКУ, а на остальных подстанциях достаточно для компенсации реактивной мощности включать установки поперечной емкостной компенсации (КУ), которые для надежной работы выполняются фильтрами, настроенными на 3 гармонику. Важно отметить, что при включении КУ за счет фильтрации 3-ей гармоники коэффициент искажения синусоидальности формы кривой напряжения K_u снижается примерно в два раза;

- в связи с указанным ФКУ следует выполнять модульным, то есть иметь возможность изменять конструктивные параметры (проектировать соответствующие модули) с учетом режима работы рассматриваемой подстанции по компенсации реактивной мощности, по коэффициенту искажения K_u , по режиму напряжения и т. д.

Однако при этом следует учитывать и возможность повышенного искажения синусоидальной формы кривой напряжения, а также увеличения отдельных гармоник, что отмечено при эксплуатации. Например, анализ экспериментальных данных в системах электроснабжения с тяговой нагрузкой некоторых дорог Сибири и Урала [9] показал, что при наличии в энергосистеме мощного сосредоточенного источника выпрямительной нагрузки (например, Братского алюминиевого комбината) усугубляется обстановка с несинусоидальностью напряжения. Кроме 3 и 5 гармоник наиболее выраженное значение имели 11 и 13 гармоники, что связано с волновыми процессами в линиях ВЛ-110(220) кВ. В этом случае максимальное значение коэффициента K_u достигало 20%, что требует принятия специальных технических и организационных мероприятий. В частности, в [4] указано, что для снижения вероятности аварийного выхода из строя электротехнического оборудования в рассматриваемом случае дополнительно были установлены фильтры на 11 гармонику.

Исторически сложилось так, что долгие годы в тяговой сети переменного тока применялись только установки поперечной емкостной компенсации КУ с функцией фильтрации 3 гармоники. Причем, независимо от необходимости уменьшения гармоник на тяговой подстанции, все установки поперечной емкостной компенсации выполняются, как указывалось, с фильтрами третьей гармоники для предотвращения резонансных явлений. С 2005 года тяговые сети стали оснащаться двухрезонансными ФКУ с компенсацией реактивной мощности, фильтрацией 3 и 5 гармоник и демпфирующим резистором, изготовленными в НИИЭФА-ЭНЕРГО [2]. В [4] предложен более экономичный вариант модульной двухсекционной ФКУ с компенсацией реактивной мощности и фильтрацией третьей и пятой гармоник (рис. 1) [1]. Этот вариант по мнению авторов должен стать основным проектным решением для систем тягового электроснабжения переменного тока. В отдельных случаях, указанных выше, когда по специфическим причинам повышается степень несинусоидальности напряжения, следует разрабатывать соответствующие допол-

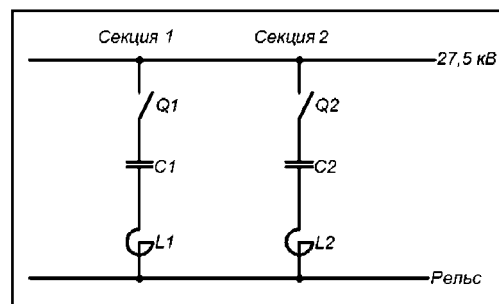


Рис. 1. Схема двухсекционной ФКУ.

нительные технические и организационные мероприятия.

Отметим, что в некоторых публикациях [6] для ФКУ принят термин «устройство». Однако, поскольку в основе ФКУ лежит установка поперечной емкостной компенсации, для которой в ПУЭ [5] применен термин «установка», то в [1] и в настоящей статье для ФКУ также применен термин «установка» (фильтрокомпенсирующая установка).

Схема замещения ФКУ с тяговой нагрузкой

Для изучения сложных электромагнитных процессов в системе тягового электроснабжения, в общем случае, следует рассматривать электровоз как источник гармоник, тяговую сеть – как распределенную линию с активным и индуктивным сопротивлениями и емкостной проводимостью, ФКУ с реальными параметрами и соответствующие схемы замещения тяговых подстанций и СВЭ. На первом этапе в статье ограничимся рассмотрением электромагнитных процессов в ФКУ и в системе внешнего электроснабжения с использованием цифровой модели ФКУ с разработанной моделью электровоза [7, 10] при одностороннем питании тяговой сети.

Принимаем тяговую нагрузку фидера равной 535,7 А, что примерно соответствует номинальному току плеча питания тяговой подстанции с трехфазным трансформатором 40 МВ·А системы тягового электроснабжения переменного тока 25 кВ. Таким образом, для моделирования процессов тягового электроснабжения необходимо было разработать модель тяговой нагрузки, способную эквивалентировать несколько (5 – 6) реальных электровозов, форма кривой тока которой будет соответствовать суммарной нагрузке на шинах плеча питания тяговой подстанции.

Схема замещения выпрямительного электровоза, представленная на рис. 2, учитывает нелинейный активно-индуктивный характер нагрузки [7]. Схемой замещения учтена работа в режиме неизменного тока, обеспечивающего требуемую тяговую мощность.

Модель электровоза состоит из последовательно соединенных индуктивного сопротивления $L1$ – для формирования коэффициента реактивной мощности – и нелинейного активного сопротивления $R1$ – для формирования несинусоидальной формы кривой тока и представления тока, независимого от напряжения на токоприемнике. Параллельно включенный в схему резистор обеспечивает контроль напряжения на токоприемнике. Таким образом, сложные электромагнитные процессы в электровозе в предлагаемой модели заменены его выходной характеристикой – зависимостью формы несинусоидального тока электровоза в периоде. При

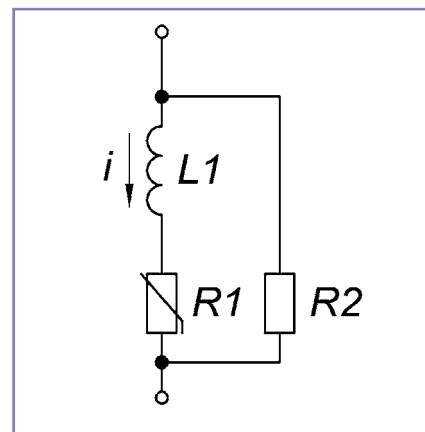


Рис. 2. Схема замещения выпрямительного электровоза.

изменении параметров активного и индуктивного сопротивления модели можно добиться необходимого изменения формы кривой.

Предлагаемая модель позволяет выполнить расчет распределения гармоник в многосекционных КУ тяговых подстанций.

Нелинейная вольт-амперная характеристика резистора аппроксимируется степенной функцией

$$u(i) = R1(i) \cdot i = \alpha \cdot (\beta \cdot i)^4 \cdot i = \alpha \cdot \beta^4 \cdot i^5 \quad (1)$$

где $\alpha = 12 \cdot 10^{-7}$, $\beta = 12 \cdot 10^{-2}$ – коэффициенты аппроксимации.

Линейный резистор $R2$ введен в схему замещения для упрощения решения дифференциальных уравнений численным методом в системе MathCad. Напряжение на резисторе $R2$ равно напряжению контактной сети.

При реализации рассматриваемой схемы замещения решаются две задачи: во-первых, воспроизводится в заданном нагрузочном узле исходная кривая напряжения на токоприемнике и, во-вторых, тяговая нагрузка представляется источником тока, практически не зависящего от напряжения на токоприемнике. Расчеты, проведенные авторами, показывают, что при изменении напряжения от 24 до 29 кВ ток тяговой нагрузки изменяется не более, чем на 5%.

Для моделирования процессов, происходящих в системах тягового электроснабжения переменного тока, рассмотрим схемы замещения с применением различных вариантов включения ФКУ.

На рис. 3 изображена схема замещения тяговой сети с нагрузкой и двухступенчатой ФКУ, которая состоит из двух параллельных секций. При управлении включением КУ следует учитывать, что секцию на 250 Гц нельзя включать без секции на 150 Гц, так как это приведет к опасному усилению третьей гармоники. В [8] регламентированы резонансные настройки фильтров: секции третьей гармоники 135 - 142 Гц, секции пятой гармоники 230 – 240 Гц. Основная причина уменьше-

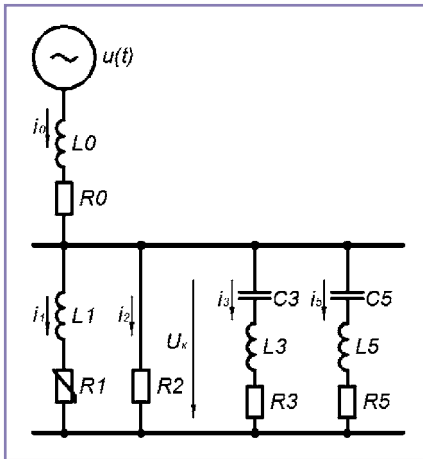


Рис. 3. Схема замещения тяговой нагрузки с ФКУ.

ния частот резонанса – ограничение токов гармоник 150 и 250 Гц через КУ.

Установки компенсации реактивной мощности наиболее востребованы на грузонапряженных участках дорог, то есть там, где имеет место наибольшее потребление реактивной мощности и повышенные потери мощности и напряжения. Принимаем для расчетов суммарную мощность ФКУ по первой гармонике – 5 Мвар, поэтому для моделирования примем следующие параметры: резонансная частота первой секции (3 Мвар) – 142 Гц; второй секции (2 Мвар) – 240 Гц.

Исходя из заданных параметров ФКУ рассчитаем величины индуктивностей реакторов и емкостей конденсаторных батарей. Результаты расчетов сведем в таблицу 1.

В схеме замещения тяговой нагрузки с ФКУ система внешнего электроснабжения (СВЭ) в первом приближении представлена индуктивностью L0 и линейным резистором R0.

Цифровая модель ФКУ с тяговой нагрузкой

Система уравнений для схемы замещения, представленной на рис. 3, запишется

$$i_0 = i1 + i2 + i3 + i5 \quad (2)$$

$$L1 \cdot \frac{di1}{dt} + R1 \cdot i1 + L0 \cdot \frac{di0}{dt} + R0 \cdot i0 = u(t) \quad (3)$$

$$R2 \cdot i2 + L0 \cdot \frac{di0}{dt} + R0 \cdot i0 = u(t) \quad (4)$$

$$L3 \cdot \frac{di3}{dt} + R3 \cdot i3 + u_{C3} + R2 \cdot i2 = 0 \quad (5)$$

$$L5 \cdot \frac{di5}{dt} + R5 \cdot i5 + u_{C5} + R2 \cdot i2 = 0 \quad (6)$$

Здесь $u(t) = U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi)$ – значение питающего напряжения СВЭ. Произведя необходимые преобразования, запишем систему уравнений для расчета значений токов в ветвях и напряжений в форме Коши

$$\frac{di1}{dt} = \frac{R2 \cdot i2 - \alpha(\beta \cdot i1)^4 \cdot i1}{L1} \quad (7)$$

$$\frac{di2}{dt} = \frac{u(t) - R0 \cdot i0 - R2 \cdot i2}{L0} - \frac{di1}{dt} - \frac{di3}{dt} - \frac{di5}{dt} \quad (8)$$

$$\frac{di3}{dt} = \frac{R2 \cdot i2 - R3 \cdot i3 - u_{C3}}{L3} \quad (9)$$

$$\frac{di5}{dt} = \frac{R2 \cdot i2 - R5 \cdot i5 - u_{C5}}{L5} \quad (10)$$

$$\frac{du_{C3}}{dt} = \frac{1}{C3} \cdot i3 \quad (11)$$

$$\frac{du_{C5}}{dt} = \frac{1}{C5} \cdot i5 \quad (12)$$

Программа решения системы уравнений представлена на рис. 4.

Решение системы уравнений (7) – (12) произведем с помощью системы автоматизированного проектирования MathCad. Для этого введем следующие компьютерные переменные

$$x_0 = i1; x_1 = i2; x_2 = i3; x_3 = i5; x_4 = u_{C3}; x_5 = u_{C5}$$

На рис. 5 приведены графики питающего напряжения $u(t)$, напряжения контактной сети $u2$, токов электровоза ($i1$), секций ФКУ ($i3, i5$) и системы внешнего электроснабжения ($i0$). Очевидно, что кривая тока нагрузки имеет несинусоидальную форму, наблюдается снижение напряжения и искажение его формы на токоприемниках электровозов, что обуславливает снижение качества электроэнергии.

Особенность двухсекционной ФКУ с настройками секций на 3 и 5 гармоники – усиление гармоники 150 Гц между секцией, настроенной на 5 гармонику с емкостным сопротивлением, с одной стороны и секцией, настроенной на 3 гармонику, совместно с СВЭ – с другой. Поэтому имеет место увеличение величины тока 150 Гц в первой секции. Определим степень этого увеличения (усиления).

Расчеты электромагнитных процессов

Подробно рассмотрим распределение токов в элементах модели. Для этого произведем разложение токов на гармонические составляющие. На рис. 6 и 7 представлена программа вычисления гармонических составляющих.

Результаты вычислений сведем в таблицу 2.

Таблица 1. Параметры элементов ФКУ.

Параметр	Секция 1	Секция 2
Мощность компенсации, Мвар	3	2
Резонансная частота секции, Гц	142	240
Емкость конденсаторной батареи, мкФ	11,07	8,057
Индуктивность реактора, мГн	114	55

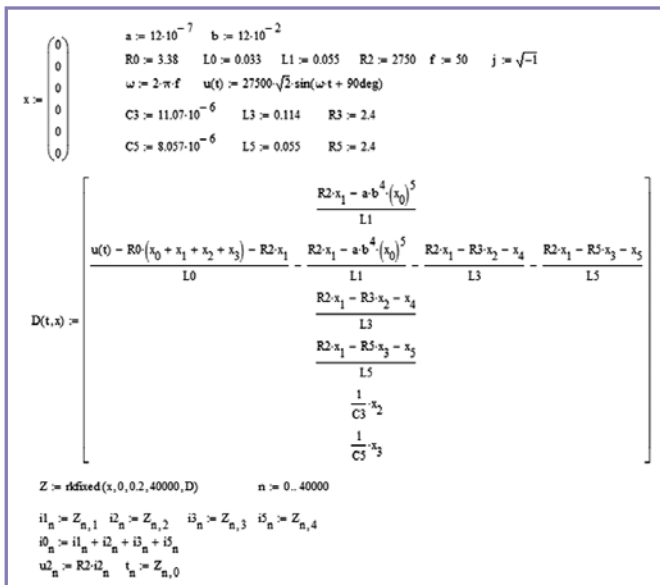


Рис. 4. Программа расчета процессов в тяговой сети при подключении двухсекционной ФКУ.

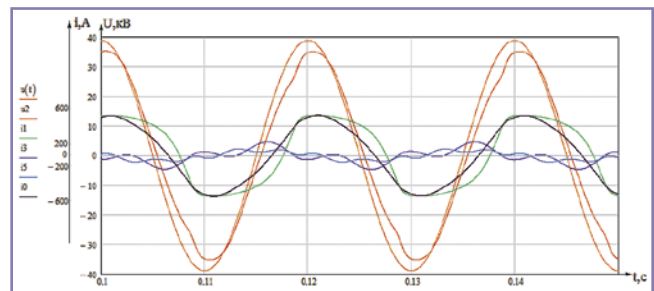


Рис. 5. Токи и напряжения в элементах тяговой сети при подключенной двухсекционной ФКУ.

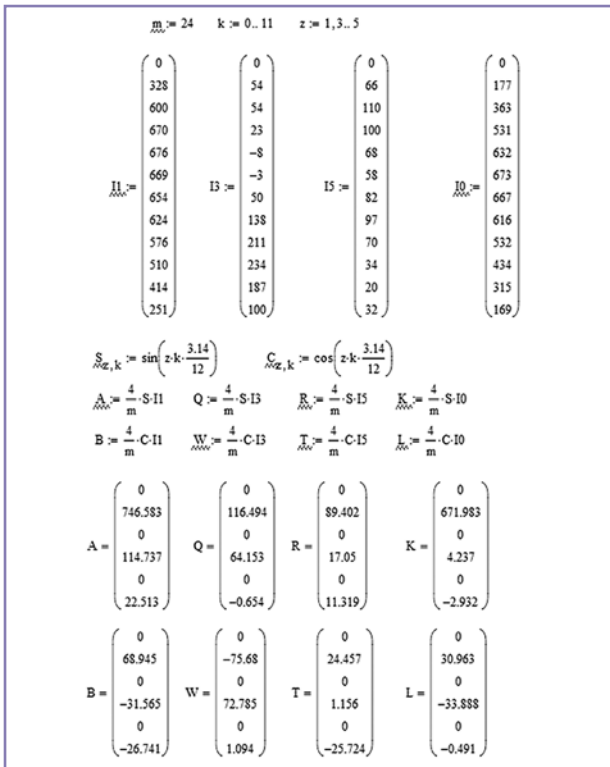


Рис. 6. Программа вычисления гармонических составляющих токов элементов модели. Начало.

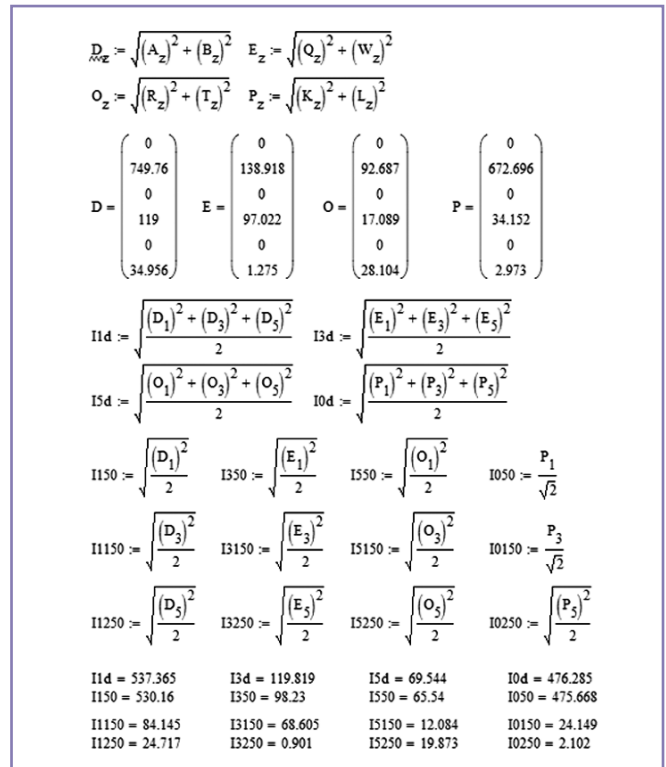


Рис. 7. Программа вычисления гармонических составляющих токов элементов модели. Окончание.

Таблица 2. Токи элементов модели ФКУ с тяговой нагрузкой.

Элемент	Действующее значение, А	I_{50} , А	I_{150} , А	I_{250} , А
СВЭ	476,285	475,668	24,149	2,102
Электровозы плеча питания	537,365	530,16	84,145	24,717
Секция 1 (150 Гц) ФКУ	119,819	98,23	68,605	0,901
Секция 2 (250 Гц) ФКУ	69,544	65,54	12,084	19,873

Степень усиления гармоник тока 150 Гц ФКУ при изменении резонансной частоты I-ой секции

Анализ распределения токов по элементам схемы замещения указывает на усиление токов на частоте 150 Гц. Под усилением токов авторы принимают выраженные в процентах изменения величины третьей гармоники тока первой секции ФКУ при включенной и отключенной второй секции. Другими словами, для оценки величины усиления тока третьей гармоники в первой секции (150 Гц) необходимо сравнить величины токов третьей гармоники, протекающих по секции 150 Гц ФКУ при включенной и отключенной секции 250

Гц $K_{yc} = 100(I_{(3)ф.вк} - I_{(3)от})/I_{(3)ф.от} \%$, (13)
 где $I_{(3)ф.вк}$ – ток 3 гармоники в секции 150 Гц ФКУ при включенной секции 250 Гц;
 $I_{(3)ф.от}$ – ток 3 гармоники в секции 150 Гц ФКУ при отключенной секции.

В расчётах зададимся возможным изменением частоты в диапазоне от 130 до 160 Гц, рассчитаем токи в ветвях схемы. Выполним разложение полученных токов на гармонические составляющие (рис. 6 и 7), рассмотрим значения токов третьей гармоники элементов схемы замещения при различных резонансных настройках I-ой секции ФКУ. Результаты расчетов сведем в таблицу 3.

На рис. 8 показано распределение токов третьей гармоники в процентах по эле-

ментам модели. За 100% принято значение тока третьей гармоники, тяговой нагрузки. На рис. 8 обозначено: 1 – ток 150 Гц в первой секции ФКУ; 2 – ток 150 Гц во второй секции Гц ФКУ; 3 – ток 150 Гц в системе внешнего электроснабжения; 4 – ток тяговой нагрузки. Из рис. 8 видно, что, если принять ток гармоники 150 Гц тяговой нагрузки за 100%, то гармоника 150 Гц по элементам схемы распределится следующим образом.

При настройке ФКУ на 150 Гц весь ток гармоники 150 Гц пойдет через ФКУ (кривая 1, то есть произойдет идеальная фильтрация), а при снижении настройки до 120 – 130 Гц снижается ток этой гармоники, протекающий через ФКУ, и увеличивается ток гармоники 150 Гц в системе внешнего электроснабжения

Что касается диапазона частот выше 150 Гц настройки ФКУ, то здесь видно опасное усиление гармоники 150 Гц между цепочкой 150 Гц ФКУ и индуктивным сопротивлением СВЭ.

Для оценки усиления третьей гармоники по формуле (13) занесем в таб-

Таблица 3. Значения токов третьей гармоники модели при изменении резонансной частоты секции 1. Включены 2 секции ФКУ.

Резонансная частота секции I, Гц	135	140	142	145	150	155	160
Ток электровоза $I_{(3)}$, А	86,9	87,5	88,5	90,45	93,2	92,4	95,2
Ток секции 1 ФКУ $I_{3(3)}$, А	62,4	64,64	69,4	79,7	93,1	106,2	123,4
Ток секции 2 ФКУ $I_{5(3)}$, А	14,7	12,21	10,2	6,15	3,7	8,7	17,2
Ток СВЭ $I_{0(3)}$, А	39,2	34,84	29,3	16,9	8,4	22,5	45,4

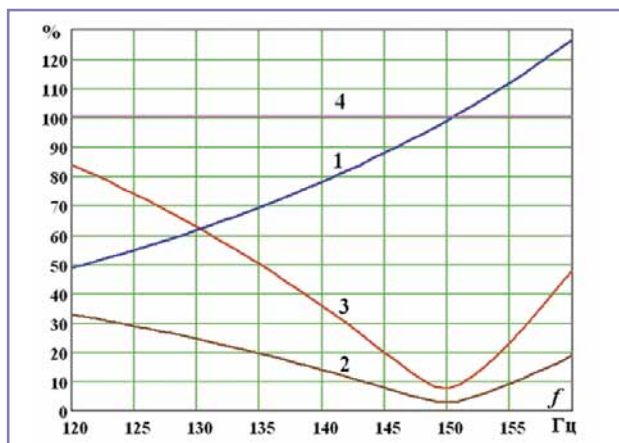


Рис. 8. Распределение тока третьей гармоники по элементам модели.

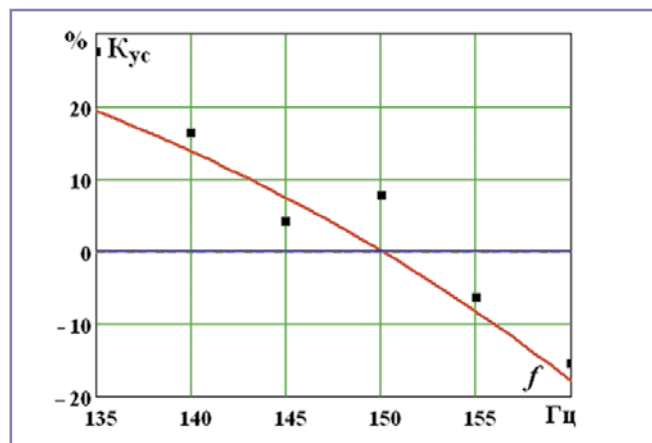


Рис. 9. Усиление тока гармоники 150 Гц при изменении резонансной частоты настройки первой секции.

Таблица 4. Значения токов третьей гармоники модели при изменении резонансной частоты первой секции. Вторая секция ФКУ отключена.

Резонансная частота I-ой секции, Гц	135	140	142	145	150	155	160
Ток электровоза $I_{\Sigma(3)}$, А	85,5	86,7	87,9	89,4	90	90,3	91
Ток I-ой секции ФКУ $I_{I(3)}$, А	48,8	55,6	64,4	76,2	86,5	113,3	146
Ток СВЭ $I_{0(3)}$, А	36,7	31,1	23,5	13,2	9,1	23	55

лицу 4 значения токов третьей гармоники модели при изменении резонансной частоты первой секции и отключенной второй секции.

По данным таблицы 3 и таблицы 4 по формуле (13) рассчитаны коэффициенты усиления третьей гармоники. На рис. 9 построены точки усиления гармоники и соответствующая аппроксимирующая кривая.

Как видно, при настройке секции 150 Гц ФКУ на 135 – 142 Гц усиление гармоники 150 Гц составляет 10–20 %.

Усиление тока третьей гармоники обратно пропорционально частоте резонансной настройки секции 150 Гц. Очевидно, чем ближе настройка к 150 Гц, тем меньше усиление тока. Следовательно, тем меньший запас по номинальному току реакторов и конденсаторных батарей следует учитывать при проектировании ФКУ, что влечет за собой уменьшение капитальных затрат на оборудование.

Однако выбор резонансной частоты ограничен руководящими документами [5, 8], и в настоящее время для секции 150 Гц максимально возможная резонансная частота составляет 135 – 142 Гц. Выбор такой частоты влечет за собой усиление токов на 12 – 20%. В то же время смещение настройки (до 140 – 145 Гц) позволило бы снизить усиление до 8 – 15%. Поэтому авторы предполагают возможным рассмотреть вопрос изменения регламентируемых частот настройки первой секции устройства компенсации в сторону увеличения частот с (135 – 142) Гц до (140 – 145) Гц.

Выводы

Разработанная схема замещения совместного расчета фильтрокомпенсирующей установки (ФКУ) с моделью нагрузок выпрямительных электровозов позволяет анализировать электромагнитные процессы в тяговых сетях переменного тока железных дорог. Главная особенность разработанной схемы замещения с цифровой моделью выпрямительного электровоза в том, что она дает целостное представление изменения мгновенных значений всех расчетных гармоник тока и напряжения на всем периоде протекания электромагнитных процессов. При этом полученная совокупность гармоник электровоза в точности воспроизводит исходную кривую напряжения на токоприемнике.

На всех тяговых подстанциях необходима компенсация реактивной мощности, однако снижение гармоник на шинах 110(220) кВ требуется не на всех подстанциях. Поэтому ФКУ следует выполнять модульной, то есть должна быть возможность изменять конструктивные параметры (проектировать соответствующие модули) в связи с режимом работы рассматриваемой подстанции по компенсации реактивной мощности, по коэффициенту искажения K_u , по режиму напряжения и т. д.

Показано, что для ФКУ в тяговой сети железных дорог достаточно применить две секции для фильтрации гармоник 150 и 250 Гц, что совпадает с практикой работы тягового электроснабжения.

На базе новой модели показано, что в ФКУ с двумя секциями с резонансной настройкой на 150(135-142) Гц и

250 Гц(230–240) Гц происходит усиление гармоники 150 Гц между секциями. Чем больше частотное смещение резонансной частоты в первой секции от требуемой частоты 150 Гц, тем больше это усиление. В расчетах параметров ФКУ следует учесть усиление тока гармоники 150 Гц в фильтрах на 10 – 20%.

Для двухрезонансной ФКУ с уменьшением резонансной частоты секции 150 Гц уменьшается нагрузка этого фильтра от тока электровоза, но, с другой стороны, величина тока увеличивается в связи с возрастанием усиления гармоники 150 Гц. В связи с указанным и учитывая, что в первой секции практически отсутствует гармоника 250 Гц, предлагается рассмотреть вопрос изменения регламентируемых частот настройки первой секции двухрезонансной ФКУ в сторону увеличения резонансной частоты настройки с (135-142) Гц до (140-145) Гц.

Литература:

1. Бородулин Б.М., Герман Л.А., Николаев Г.А. Конденсаторные установки электрифицированных железных дорог. М.: Транспорт, 1983, 183 с.
2. Герман Л.А., Гончаренко В.П. Современная схема продольной емкостной компенсации в системе тягового электроснабжения. Вестник РГУПС №2-2013, с. 12-17.
3. ГОСТ 13109-97 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
4. Герман Л.А., Серебряков А.С., Ермоленко Д.В., Гончаренко В.П., Квацук В.А., Максимова А.А. Установки поперечной емкостной компенсации с фильтрацией высших гармоник в тяговых сетях переменного тока ВНИИЖТ №2 – 2014.
5. ПУЭ. Правила устройства электроустановок. Издание 7.
6. ГОСТ Р 53685-2009 Электрификация и электроснабжение железных дорог. Термины и определения. М.: Стандартинформ, 2010. – 28 с.
7. Герман Л.А., Серебряков А.С. Регулируемые установки емкостной компенсации в системах

тягового электроснабжения железных дорог: монография. – М.: МИИТ, 2012. – 211 с.

8. Правила устройства системы тягового электроснабжения железных дорог Российской Федерации. ЦЭ-462 М.: МПС РФ, 1997. – 79 с.

9. Железко Ю.С., Кордюков Е.И. Высшие гармоники и напряжения обратной последовательности в энергосистемах Сибири и Урала. Электричество №7, 1989, с. 62 – 65.

10. Герман Л.А., Серебряков А.С., Дулепов Д.Е. Учет нелинейной тяговой нагрузки в расчетах переходных процессов установок поперечной емкостной компенсации. Электро, 2013, №2, с. 28 – 31.

Герман Леонид Абрамович – родился в 1937 году. Окончил Московский институт инженеров транспорта (МИИТ) по специальности «Инженер путей сообщения – электромеханик» (1959 г.). Защитил докторскую диссертацию по теме: «Теория и практика совершенствования режима системы тягового электроснабжения переменного тока с установками емкостной компенсации». Доктор технических наук, профессор кафедры «Электрификация и электроснабжение» Нижегородского филиала Московского государственного университета путей сообщения. Является членом-корреспондентом Российской Академии транспорта. Автор более 350 научных трудов, 70 изобретений и патентов. Имеет 2 правительственные награды.

Серебряков Александр Сергеевич – родился в 1939 году. Окончил электротехнический факультет Нижегородского го-

сударственного технического университета им. Р.Е. Алексеева и получил квалификацию «Инженер-электромеханик» по специальности «Электрификация промышленных предприятий и установок» (1961 г.). Защитил докторскую диссертацию на тему: «Методы и средства диагностики изоляции электрических машин и аппаратов их защиты». Доктор технических наук, профессор кафедры «Электрификация и электроснабжение» Нижегородского филиала Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ), член-корреспондент Академии электротехнических наук РФ. Автор более 280 научных работ, в том числе шести книг. Имеет 50 авторских свидетельств и патентов на изобретения.

Максимова Александра Альбертовна – родилась в 1987 году. В 2008 году окончила Иркутский государственный университет путей сообщения по специальности «Электроснабжение железных дорог». Опыт работы – 6 лет. В настоящее время работает ведущим инженером проектного отдела ООО «Таврида Электрик СПб». Имеет 2 научных труда, 3 полезные модели.

German Leonid – was born in 1937. He has graduated Moscow Institute of Transport Engineers by specialty «Engineer routes – electrician» (1959). He has defended the dissertation by the theme: «Theory and practice of improving treatment system traction below the AC power plants with capacitive compensation». He is a Doctor

of Technical Sciences, Professor of dept. «Electrification and Utilities» at The Nizhny Novgorod branch of the Russian State University of transport communications. He is a corresponding member of the Academy of Transport of the Russian Federation. Author of more than 350 scientific works, 70 inventions and patents. Has 2 government awards.

Serebryakov Alexander – was born in 1939. He graduated from the electrotechnical faculty of Nizhegorodskiy State Technical University named after P.I. Alkseev and obtained qualification of an electrical engineer with specialization in «Motorization of industrial facilities and equipment» (1961). He defended a doctorate thesis on the subject: «Methods and means of diagnostics of electrical machines insulation and their protection machines». He is a Doctor of Engineering Science, a professor at the department «Electrification and electrical supply» of the Nizhegorodskiy affiliate branch of Moscow State University of Railway Engineering (MIIT), a corresponding member of the Russian Electrical Science Academy. He has 50 certificates and invention patents.

Maksimova Alexandra – was born in 1987. In 2008 she graduated from Irkutsk State Transport University with specialization in «Electrical supply of railroads». She has 6 years of work experience. At present she works as principal engineer of the design department in «Tavrida Electric SPb» LLC. She has 2 scientific works, 3 useful models.

Использование нейросетевых технологий при разработке систем управления электрического подвижного состава с асинхронными тяговыми двигателями

// Designing of control system of electrical rolling stock with asynchronous tractive drive using neural network technologies //

Мазнёв А.С., д.т.н., профессор,
ПГУПС, г. Санкт-Петербург

Кочкар Т.А.,
ЗАО «ЦНИИ ТЭП», г. Санкт-Петербург

Рассмотрена возможность применения технологии искусственных нейронных сетей для улучшения регулировочных свойств систем управления электрическим подвижным составом.

Ключевые слова: искусственные нейронные сети, асинхронный двигатель, системы управления.

It seems that designing of control systems of asynchronous tractive drive is perspective. The article deals with possibility of applying artificial neural network in direct control systems.

Keywords: artificial neural networks, asynchronous drive, control systems.

В настоящее время на российских железных дорогах реализуется обновление электроподвижного состава с целью снижения эксплуатационных затрат и повышения эффективности его работы. Разрабатываются и внедряются электровозы и электропоезда с асинхронными тяговыми двигателями (АТД) и микропроцессорными системами управления.

На современных электровозах и электропоездах ведущих производителей – Siemens (Германия), Bombardier Transportation (Швейцария), Alstom (Франция), Hitachi (Япония) – применяются основанные на принципах векторного регулирования момента асинхронного тягового двигателя (АТД) системы управления асинхронным электроприводом, которые представляют собой предмет интеллектуальной собственности этих фирм и практически недоступны. В связи с этим разработка современных

отечественных систем управления подвижного состава с АТД является актуальной задачей.

Векторное управление электропривода переменного тока основано на приведении полученных параметров двигателя (ток, потокосцепление и т. п.) в неподвижной системе координат к вращающейся (рис. 1), что позволяет выделить их постоянные значения [1].

Системы автоматического регулирования электроприводов с векторным управлением производят вычисления в системе координат, ориентированной по определенному вектору (потокосцепления статора, ротора или основного потока). Обычно используется ориентация токов и напряжений относительно вектора потокосцепления ротора. В системах векторного управления с ориентацией тока статора по вектору потокосцепления ротора изменение момента осуществляется путем воздействия на ток статора. Если регулируемыми координатами являются момент двигателя и потокосцепление статора, то реализуется прямое управление моментом [2].

Основная цель управляющих систем заключается в поддержании поведения системы при заданном значении скорости. Управляющее устройство (контроллер) генерирует сигналы управления для поддержания на ее выходе требуемых значений тока и напряжения, однако оно не может обеспечивать стабильность системы из-за ошибок моделирования системы, изменения ее параметров.

Недостатками алгоритмов векторного управления являются большой объем вычислений при прямом и обратном взаимном преобразовании неподвижной и вращающейся систем координат, наличие звена запаздывания в формировании электромаг-

нитного момента, которые отсутствуют в системе прямого управления моментом и отличаются малой чувствительностью к изменениям параметров двигателя, высоким быстродействием и минимальным количеством обратных связей. Однако к недостаткам последних относится сложность получения текущей информации об опорном векторе с учетом изменения температуры, нелинейности параметров двигателя и т. д.

Точность и достоверность получаемой информации о параметрах регулирования могут быть повышены специальными адаптивными алгоритмами наблюдения за потоком ротора, разработка которых является одной из основных проблем при создании современных систем управления асинхронным двигателем. Для ее решения можно использовать технологии искусственных нейронных сетей. Основанные на теории нечетких множеств и методах генетических алгоритмов, они позволяют улучшить качество управления нелинейными системами, поскольку способны обучаться и обобщать без сложных математических операций [3].

В последние годы нечеткая логика привлекает внимание как новое средство связи человека с информационными системами, позволяющее:

- создавать модель системы, описать которую дифференциальными уравнениями затруднительно;
- разрабатывать на основе искусственных нейронных сетей системы управления, нечувствительные к изменениям параметров объекта регулирования.

Благодаря присущим им свойствам аппроксимации, адаптивности и обучаемости, они могут устойчиво работать в условиях изменения параметров машины и значительно повышать быстродействие выполняемых вычислений за счет способности нейросетей к параллельной обработке сигналов [3, 4, 5].

Для реализации системы прямого управления моментом необходимо иметь информацию о величине и положении векторов потокосцепления ротора и статора соответственно. Потокосцепления измеряются датчиками индукции магнитного поля в воздушном зазоре машины на базе элементов Холла или дополнительных статорных обмоток для измерения ЭДС. Однако с этим связаны усложнения конструкции двигателя и снижение надеж-

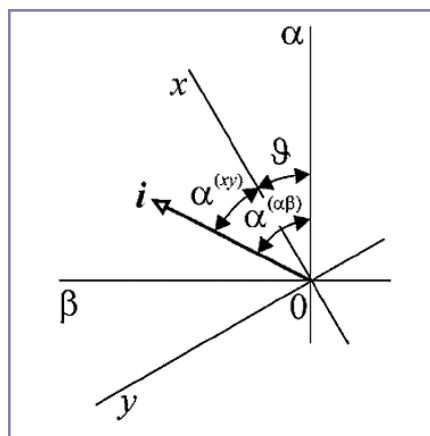


Рис. 1. Вектор тока i в неподвижной ($\alpha\beta$) и вращающейся (xy) системах координат.

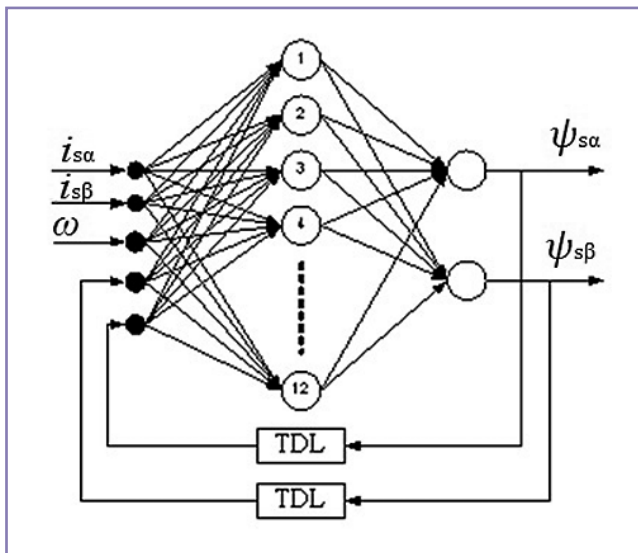


Рис. 2. Наблюдатель состояния магнитного потока на основе ИНС.

ности системы управления. Поэтому чаще для определения потокосцепления используют наблюдатели состояния, то есть математические модели объекта, на вход которых поступают измеряемые компоненты вектора его состояния, а на выходе выдаётся оценка всего вектора состояния. Оценка (при выполнении условия наблюдаемости) сводится к истинному, но не полностью измеренному вектору состояния. В качестве такого наблюдателя магнитного потока предлагается использовать ИНС, модель которого представлена на рис. 2. Входными могут быть приняты сигналы токов статора $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, частота ротора ω и обратные связи с выхода ИНС, задержанные на один шаг обучения (блок TDL), а выходными – потокосцепления статора $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$.

Применяемые системы управления являются нелинейными, инерционными, нестабильными, имеют значительную погрешность и время установления. Проектирование контроллеров для них на

основе классических методов сложно из-за использования математических моделей, которые могут достоверно отображать поведение системы, но получение которых на практике затруднительно. Поэтому целесообразно использовать нейронную сеть, где алгоритмы классического пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) контроллера существуют как функция активации нейронов в нейронной структуре. Такой нейросетевой ПИД-контроллер включает в себя преимущества искусственных нейронных сетей и классического контроллера. Его функционирование основано на обновлении параметров в соответствии со значениями, полученными на выходе системы согласно алгоритму обратного распространения [4].

ИНС состоит из множества искусственных нейронов, которые представляют собой модели живых нейронов, но по содержанию произведенных ими операций, а не по способу функционирования. В простейшем случае она представляет собой, подобно сети нервных клеток, упорядоченную по слоям совокупность элементов, называемых нейронами (рис. 3).

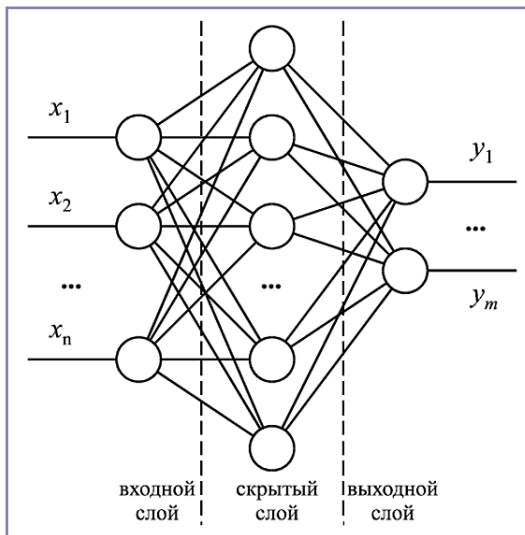


Рис. 3. Схема трехслойной ИНС.

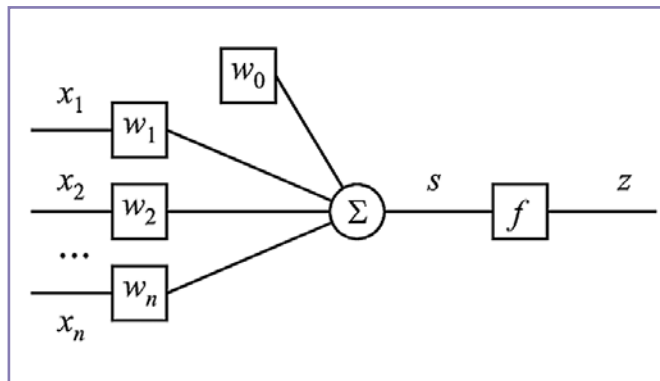


Рис. 4. Модель нейрона.

Нейроны из разных слоев соединяются между собой связями так, чтобы каждый нейрон из последующего слоя получал сигналы от всех нейронов предыдущего слоя. Сигналы x_i , поступающие на вход каждого нейрона (рис. 4), суммируются $S = \sum_{i=1}^n w_i x_i + w_0$ (w_0 – смещение, w_i – вес i -той связи), а затем преобразуются в выходной сигнал нейрона в соответствии с выбранной активационной функцией $z=f(s)$ [3, 4]. В большинстве случаев при решении задач управления активационная функция нейронов входного и выходного слоев является линейной, а нейронов скрытого слоя – нелинейной. Таким образом, входной слой ИНС воспринимает вектор входных сигналов $x=(x_1, x_2, \dots, x_n)$ и формирует сигнал $z=(z_1, z_2, \dots, z_m)$ в нейронах скрытого слоя. Вектор выходов нейронной сети $y=(y_1, y_2, \dots, y_m)$ снимается с выходного слоя.

Ранее проведенные исследования позволили положительно ответить на вопрос о принципиальной возможности применения нейросетевых наблюдателей, но выявили ряд проблем, основной из которых является выбор рациональной структуры, который производится эмпирическим путем.

Выбор контроллера для управления системой и детектирования параметров, которые должны быть определены с по-

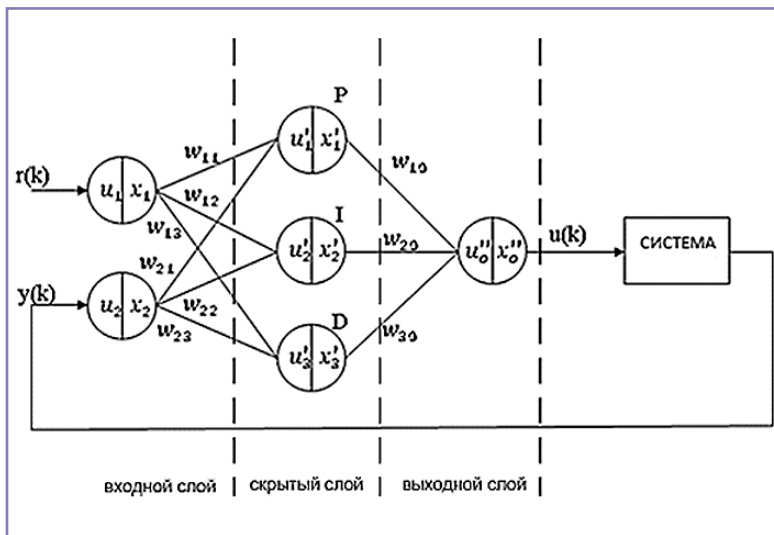


Рис. 5. Структура нейросетевого ПИД-контроллера.

мощью модели, является фундаментальной задачей.

Классические контроллеры широко применяются во многих областях промышленности, но поиск оптимальных параметров, например, коэффициентов усиления (Кп, Ки, Кд), сложен [6]. Нейросетевой ПИД-контроллер осуществляет адаптивное управление, однако процесс обучения медленный.

Нейросетевой ПИД-контроллер – это новый тип контроллера. В сетевой структуре имеются пропорциональные, интегральные, дифференциальные нейроны и веса связи, расположенные вдоль этих нейронов, которые обновляются путем использования алгоритма обучения с обратным распространением согласно значению ошибки, распространяемой через систему. Как известно, в классических ПИД-контроллерах сигнал управления вычисляется перемножением значения ошибки с коэффициентами, подобными Кп, Ки, Кд. Однако в контроллере, который анализируется, структура ПИД находится в нейронах сети. Этот контроллер состоит из трех слоев. Во входном слое имеются нейроны, которые дают эталонные значения условий и выходные значения системы как входные в систему. В среднем или скрытом слое имеются нейроны, которые выполняют ПИД функции (нейрон П – пропорциональную, нейрон И – интегральную, нейрон Д – дифференциальную). В выходном слое имеется нейрон, в котором рассчитывается сигнал управления.

Контроллер состоит из двух частей. Первой является блок, в котором рассчитывается сигнал управления; вторая представляет собой уровень обучения, где веса связи настраиваются путем использования распространяемого через систему значения ошибки [3, 4, 5]. Нейросетевая структура ПИД для одноходовых и одноходовых систем показана на рис. 5.

Во внутреннем слое имеются два нейрона. Входные и выходные функции этих нейронов отражены в уравнении

$$x_i(k) = \begin{cases} 1, & u_i(k) > 1 \\ u_i(k), & -1 \leq u_i(k) \leq 1 \\ -1, & u_i(k) < -1 \end{cases} \quad (1)$$

где $i=1, 2$; k – номер итерации.

Скрытый слой содержит нейроны, которые выполняют базовую функцию контроллера. Значения, вычисляемые умножением выходных значений нейронов во входном слое на веса связи между входным и скрытым слоями, приходят к нейронам в этом слое и обрабатываются ими по алгоритму ПИД. Входы, сформированные в нейронах скрытого слоя, вычисляются в соответствии с уравнением

$$u_j'(k) = \sum_{i=1}^2 w_{ij} x_i(k) \quad (2)$$

где $j=1, 2, 3$; w – веса связи, сформированные между входным и выходным слоем.

После того, как на входе скрытого слоя сформированы значения, они обчисляются функциями нейронов, показанными в уравнениях (3-5).

Вычисление выходного значения П, Д, И-нейронов, расположенных в скрытом слое, показано в уравнениях

$$x_1'(k) = \begin{cases} 1, & u_1'(k) > 1 \\ u_1'(k), & -1 \leq u_1'(k) \leq 1 \\ -1, & u_1'(k) < -1 \end{cases} \quad (3)$$

$$x_2'(k) = \begin{cases} 1, & x_2'(k) > 1 \\ u_2'(k-1) + u_2'(k), & -1 \leq x_2'(k) \leq 1 \\ -1, & x_2'(k) < -1 \end{cases} \quad (4)$$

$$x_3'(k) = \begin{cases} 1, & x_2'(k) > 1 \\ u_3'(k-1) + u_2'(k), & -1 \leq x_2'(k) \leq 1 \\ -1, & x_2'(k) < -1 \end{cases} \quad (5)$$

Значения, получаемые на выходах нейронов выходного слоя, приходят на вход нейрона выходного слоя, будучи перемноженными с весами связи между скрытым и выходным слоями

$$u_0''(k) = \sum_{j=1}^3 w_{j0} x_j'(k) \quad (6)$$

Сетевой итог, рассчитанный с помощью уравнения (6), проходит через выходной слой и формирует сигнал управления. Входная-выходная функция выходного слоя продемонстрирована в уравнении (7). Соответственно, выходной нейрон в равной степени передается на выход при условии, что значение на его вход лежит между -1 и +1

$$x_0''(k) = \begin{cases} 1, & u_0''(k) > 1 \\ u_0''(k), & -1 \leq u_0''(k) \leq 1 \\ -1, & u_0''(k) < -1 \end{cases} \quad (7)$$

Структура нейросетевого контроллера ПИД (многослойная искусственная нейронная сеть) работает как классический контроллер ПИД путем использования соответствующих весов связи. Если мы выбираем веса связи между входным слоем и скрытым слоем в нейросетевой структуре ПИД как в уравнении (8), то веса связи между выходным и скрытым слоем являются коэффициентами, находящимися в классической структуре ПИД. Эти сетевые параметры продемонстрированы в уравнении (9)

$$W_{1j} = +1, W_{2j} = -1, j = 1, 2, 3 \quad (8)$$

$$W_{10} = K_p, W_{20} = K_I, W_{30} = K_D \quad (9)$$

Соответственно этим значениям, значения, приходящие на вход нейронов в скрытом слое, подобны значениям, данным в уравнении (10)

$$\begin{aligned} U_1' &= W_{11} X_1 + W_{21} X_2 = r - y = e \\ U_2' &= W_{12} X_1 + W_{22} X_2 = r - y = e \\ U_3' &= W_{13} X_1 + W_{23} X_2 = r - y = e \end{aligned} \quad (10)$$

Соответственно формуле в уравнении (10), значение ошибки подается к входам нейронов, расположенным в скрытом

слое, согласно весам связи. Значение, найденное после преобразования функцией активации в П, И, Д-нейронах, дается в уравнении (11)

$$\begin{aligned} U_1' &= X_1 - e \\ X_2' &= \int_0^t U_2' dt = \int_0^t e dt \\ X_3' &= \frac{dU_3'}{dt} = \frac{de}{dt} \end{aligned} \quad (11)$$

Соответственно, сетевой выход находится перемножением значений ошибки с весами связей между скрытым слоем и выходным слоем. Вычисление дается в уравнении (12)

$$\begin{aligned} X_0'' &= U_0'' = \sum_{j=1}^3 w_{j0} x_j' = \\ &= w_{10} x_1' + w_{20} x_2' + w_{30} x_3' \end{aligned} \quad (12)$$

В заключении выбор весов связей между входным слоем и скрытым слоем соответственно значениям, продемонстрированным в уравнении (8), приводит нейросетевую структуру ПИД к тому, что она становится классической ПИД структурой. Когда функции активации нейронов, расположенных в скрытом слое, рассматриваются соответственно уравнению (11), выход сети контроллера становится подобным показанному в уравнении (13)

$$X_0'' = K_{pe} + K_{I} \int_0^t e dt + K_{D} \frac{de}{dt} \quad (13)$$

В результате спроектированная сетевая структура проявляет поведение классического ПИД, зависящего от значений весов связи.

Эта особенность нейросетевого контроллера ПИД упрощает возможность использования его на практике. Искусственные нейронные сети не используются на практике в системах управления вследствие неопределенностей в начальных весах и неспособности гарантировать устойчивую работу системы. После того, как эти веса выбраны, реакция системы может быть улучшена обучением алгоритмом с обратным распространением ошибки.

Применение алгоритмов ИНС целесообразно, поскольку требуется высокое быстродействие, которое сложно получить, используя традиционные вычислительные средства на базе DSP-процессоров. Известны примеры реализации ИНС на устройствах с меньшей стоимостью, однако для уменьшения временной задержки, вызванной конечным временем вычислений, необходимо использовать специальные средства, которые изначально предназначены для параллельной обработки информации. Обычно это всевозможные специализированные интегральные схемы ASIC (application-specific integrated-circuit) и нейрочипы. При реализации на базе ИНС алгоритмов даже с простейшими арифме-

тическими операциями скорость вычислений оказывается в несколько раз выше по сравнению с алгоритмами, реализованными на DSP-устройствах.

Литература:

1. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. – Л.: Энергоатомиздат, Ленинградское отделение, 1987. – 136 с.
2. Перельмутер В.М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока. – Х: Основа, 2004. – 210 с.
3. Галушкин А.И. Нейронные сети. Основы теории. – М.: Горячая линия – Телеком, 2012. – 496 с.
4. Сигеру Омату Нейроуправление и его приложения. Кн. 2 – ИПРЖР, 2000. – 272 с.
5. Клепиков В.Б., Сергеев С.А., Махотило К.В., Обруч И.В. Применение методов нейронных сетей и генетических алгоритмов в решении задач управления электроприводами. – «Электротехника», 1999, №5, 2 – 6.
6. Кабалык Ю.С. Системы управления электроподвижным составом: учеб. пособие. – Хабаровск: Изд-во ДВГУПС, 2013. – 119 с.
7. Плакс А.В. Системы управления электрическим подвижным составом. – М.: Транспорт, 2005. – 400 с.
8. Мазнев А.С., Кочкар Т.А. Применение нейросетевых технологий в системах управления

асинхронными тяговыми двигателями на электрическом подвижном составе. – Материалы всероссийской научно-технической конференции с международным участием. – Омск, 2013. 420 – 424.

Мазнев Александр Сергеевич – родился в 1939 году. В 1961 году окончил Уральский электромеханический институт инженеров железнодорожного транспорта. Защитил докторскую диссертацию по теме: «Поиск эффективных технических решений тягового привода электрического подвижного состава с тиристорными преобразователями». В настоящее время является профессором кафедры «Электрическая тяга» Петербургского государственного университета путей сообщения, действительным членом Академии электротехнических наук Российской Федерации. Автор более 410 печатных трудов, включая патенты. Имеет медали, звания «Заслуженный изобретатель РФ», «Почетный железнодорожник», «Почетный работник Октябрьской железной дороги», грамоты Министерства путей сообщения и Министерства транспорта России.

Кочкар Тимофей Александрович – родился в 1989 году. В 2011 году окончил Петербургский государственный университет путей

сообщения по специальности «Компьютерные технологии на железнодорожном транспорте». Опыт работы – 2 года. В настоящее время работает инженером-конструктором ЗАО «ЦНИИ ТЭП», г. Санкт-Петербург. Имеет 1 научную публикацию.

Maznev Alexandr – was born in 1939. In 1961 he has graduated Ural electromechanical University of Transportation. He has defended the dissertation by theme: «The search for effective solutions electric traction drive vehicles with thyristor converters». Now he is a professor at the Department «electric traction» of Petersburg State University of Communications. Also he is a member of the Academy of Electrical Sciences of the Russian Federation. Has 410 printed works, including patent for invention. He has a medals, the titles «Honored inventor of RF», «Honorable railway», «Honour the October railroad worker», letters of the Ministry of Railways and the Ministry of Transport of Russia.

Kochkar Timofey – was born in 1989. In 2011 he graduated from Petersburg State Transport University with specialization in «Computer technologies on railroad transport». He has 2 years of work experience. At present he works as design engineer in CJSC «TSNII TEP», Saint-Petersburg. He has 1 scientific publication.

Обоснование рациональной схемы управления тяговым электроприводом трамвая на основе разработки имитационной модели

// Choice of rational schemes of management of the traction electric drive of a tram on the basis of development of imitating model //

Сафин А. Р., к. т. н., доцент,
Мисбахов Р. Ш., к. т. н., доцент,
Гуреев В. М., д. т. н., профессор,
Казанский государственный энергетический университет, г. Казань

Рассматривается разработка имитационной модели тягового электропривода трамвая с асинхронными двигателями. Разработка имитационной модели осуществлена с помощью программы Matlab в приложении SimPowerSystem.

Ключевые слова: тяговый электропривод, трамвай, имитационная модель.

В данной статье рассматривается разработка имитационной модели тягового электропривода трамвая с асинхронными двигателями. Разработка имитационной модели осуществлена с помощью программы Matlab в приложении SimPowerSystem.

Цель создания имитационной модели – определение рациональной схемы электропривода с минимально возможными потерями электроэнергии в тяговом преобразователе и тяговом электроприводе.

На сегодняшний момент развитие систем моделирования позволяет решать комплекс задач по проектированию систем управления тяговым электроприводом электроподвижного состава. Применение систем моделирования позволяет снизить затраты на создание испытательного образца и оценить степень эффективности применения того или иного варианта схемы управления [1].

Программа Matlab-Simulink используется для непосредственного решения проблем регулирования систем электропривода. Некоторые изготовители подвижного состава применяют хорошо зарекомендовавшие себя программы и одновременно стремятся обеспечивать обмен исходными данными и результатами расчетов между моделями разных систем. Для этого используют интерфейсы, позволяющие реализовать обмен данными между моделями механических и регуляционных процессов уже на первой стадии разработки. Это дает возможность своевременно получать как можно более точную информацию о поведении электромеханической системы как о макросистеме и непосредственно сопоставлять ее с поведением физической системы [2].

Development of imitating model of the traction electric drive of a tram with asynchronous engines is considered. Development of imitating model is carried out by means of the program Matlab in appendix SimPowerSystem.

Keywords: traction, tram, simulation model.

Для моделирования энергетических систем, включая устройства электротехники и промышленной электроники, служит пакет расширения SimPowerSystem Blockset [3].

Задачей моделирования является анализ потерь электроэнергии в тяговом инверторе трамвая, в тяговом двигателе, системе охлаждения с учетом различных условий движения, элементной базы инвертора, способов управления.

Структура имитационной модели

За основу исследования взята силовая электрическая схема трамвайного вагона «Спектр» [4].

Трамвайный вагон (модель 71-402) представляет собой четырёхосный вагон, предназначен для перевозки пассажиров на городских линиях с колеей 1524 мм. Питание электрических цепей вагона осуществляется от контактной сети с но-

минальным напряжением 550-600 вольт. Вагон оборудован тяговым асинхронным электроприводом с частотным регулированием и приспособлен для эксплуатации как в одиночку, так и по системе многих единиц в составе поезда из 2 вагонов.

Пассажирское помещение рассчитано на 34 места для сидения и 164 места для стояния пассажиров при максимальной загрузке 10 чел/м².

Тяговые двигатели (4 шт.) асинхронные с номинальной мощностью 54 кВт, с короткозамкнутым ротором, частотноуправляемые с самообдувом АТЧД-225-4УХЛ2. Тиристорные тяговые преобразователи, каждый из которых управляет двумя тяговыми двигателями, имеют встроенную систему микропроцессорного управления; охлаждение осуществляется встроенным вентилятором с асинхронным приводом. Преобразователи обеспечивают полностью бесконтактное управление режимами работы двигателей, глубокое электродинамическое торможение (практически до полной остановки), рекуперацию электроэнергии.

Крутящий момент от каждого из двух тяговых электродвигателей передается на ось колесной пары через карданный вал и двухступенчатый редуктор с передаточным числом 7,36. Диаметр колес – 710 мм, масса порожнего вагона не более 19,5 т. Максимальная скорость – 75 км/ч.

Моделировалась работа одного тягового преобразователя с двумя тяговыми двигателями, с учетом равномерной загрузки всех 4 двигателей.

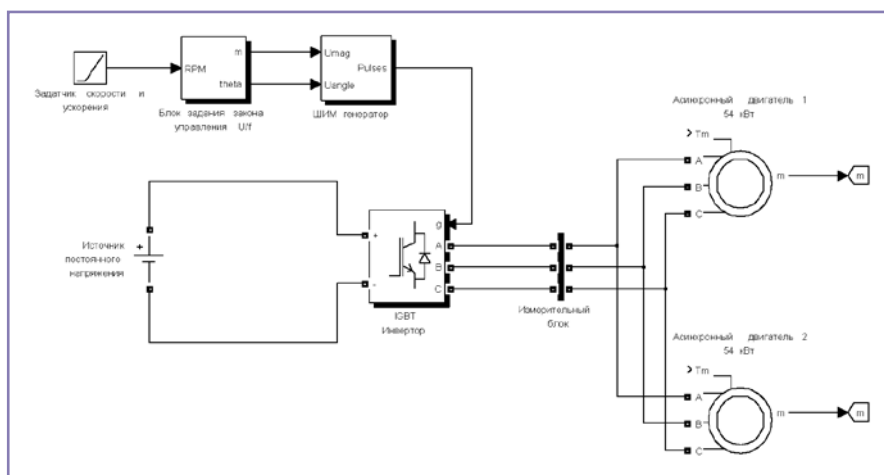


Рис. 1. Блок управления тяговым электроприводом.

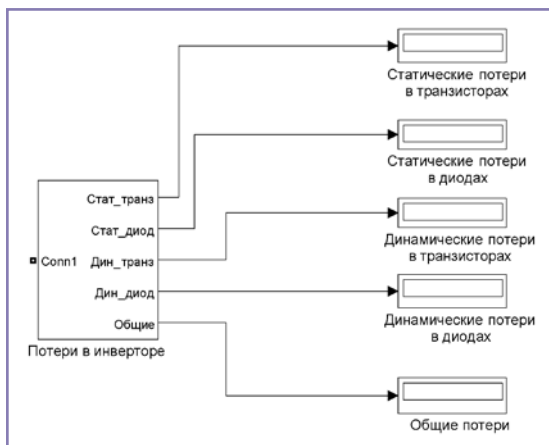


Рис. 2. Блок вычисления потерь в инверторе.

Модель состоит из следующих блоков.

1. Блок управления тяговым электроприводом, который реализует ШИМ на частоте 3 кГц (рис. 1). Возможен сравнительный анализ различных законов управления тяговым электроприводом (скалярное, векторное) с целью выбора наиболее рационального для конкретного подвижного состава. Рассчитывается расход электроэнергии на охлаждение, осуществляемое встроенным вентилятором с асинхронным приводом.

Элемент «Задатчик скорости и ускорения» содержит ПИ-регулятор (пропорционально-интегральный) и определяет максимальную скорость движения трамвая. Элемент «Блок задания закона управления U/f » обеспечивает исполнение скалярного управления асинхронным электроприводом по закону U/f с поддержанием заданного момента. «ШИМ генератор» задает несущую частоту широтно-импульсной модуляции. «IGBT инвертор» взят из библиотеки SimPowerSystems и позволяет задавать тип полупроводникового элемента тягового преобразователя и его параметры. Модель асинхронного двигателя включает в себя сопротивления и индуктивности обмоток ротора и статора, а также момент инерции на валу двигателя ($кг \cdot м^2$) в зависимости от массы состава. Выходные электрические и механические

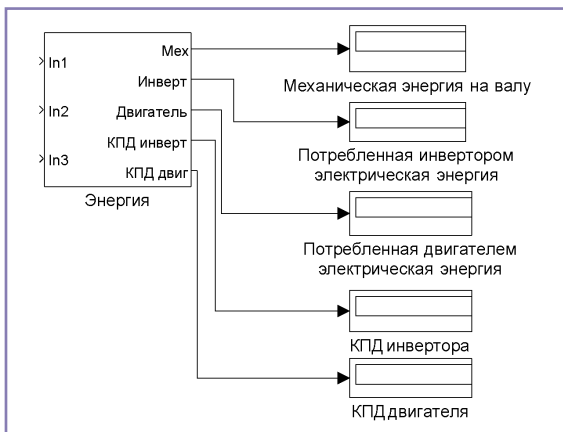


Рис. 5. Блок вычисления потребления электроэнергии тяговым электроприводом.

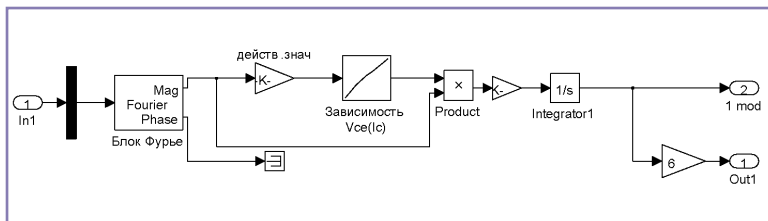


Рис. 3. Схема расчета статических потерь (потерь проводимости) в модуле IGBT транзистора.

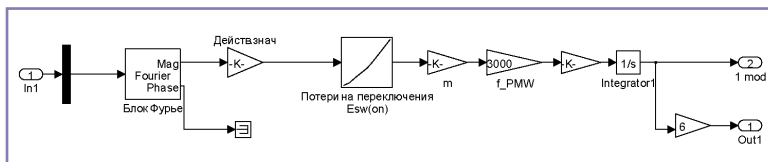


Рис. 4. Схема расчета динамических потерь (потерь на переключения) в модуле IGBT.

параметры тяговых двигателей подаются на блок m , откуда они подаются в блок вычисления потребленной электроэнергии тяговыми двигателями.

2. Блок вычисления потерь в инверторе (динамических, статических) (рис. 2). Блок позволяет задавать конкретные характеристики полупроводниковых элементов преобразователя, а также проверять тепловой режим работы преобразователей с целью выбора соответствующего режима работы системы охлаждения.

Блок вычисления потерь в инверторе содержит следующие подсхемы.

В блоке Фурье рассчитывается мгновенное значение тока в модуле IGBT, которое далее пересчитывается в действующее значение (рис. 3). Данное значение преобразуется в прямое падение напряжения на транзисторе в элементе «Зависимость $V_{ce}(I_c)$ » на основе интерполяционных таблиц, которые задаются с учетом реальных характеристик IGBT транзистора. Далее вычисляется мощность и энергия потерь в одном модуле и во всех шести соответственно.

Статические потери в обратных диодах модулей IGBT вычисляются аналогично.

Действующее значение тока в модуле подается в элемент «Потери на переключения $E_{sw(on)}$ », пересчитывается в потери энергии на включение в мДж (рис. 4). Данное значение преобразуется в Дж и умножается на несущую частоту ШИМ (в нашем случае

3000 Гц). Далее вычисляется мощность и энергия потерь в одном модуле и во всех шести соответственно.

Потери на выключение транзистора $E_{sw(off)}$ и на восстановление обратного диода транзистора E_{res} вычисляются аналогично.

3. Блок вычисления потребленной электроэнергии тяговым инвертором из сети, тяговыми асинхронными двигателями и механической энергии на валу тягового двигателя. Соответственно, блок позволяет вычислять КПД отдельных элементов и всего тягового электропривода в целом (рис. 5).

На вход $In3$ подается значение вращающего момента M_{sp} , на вход $In4$ – частота вращения вала двигателя $\omega_{двиг}$ в рад/с, на вход $In5$ – значение тока, потребляемого тяговым инвертором $I_{инв}$.

Потребленная инвертором энергия вычисляется как интеграл произведения напряжения сети на ток, потребляемый инвертором

$$E_{инв} = \int_0^T U_c I_{инв} dt \quad (1)$$

Напряжение берется равным номинальному значению сети 550 вольт, имеется возможность задавать изменение напряжения в сети в зависимости от нагрузки в ней. Интегрирование производится при помощи блока Integrator из библиотеки SimPowerSystems.

Расчет электрической энергии, потребленной тяговым двигателем из тягового инвертора, производится на основе следующих уравнений.

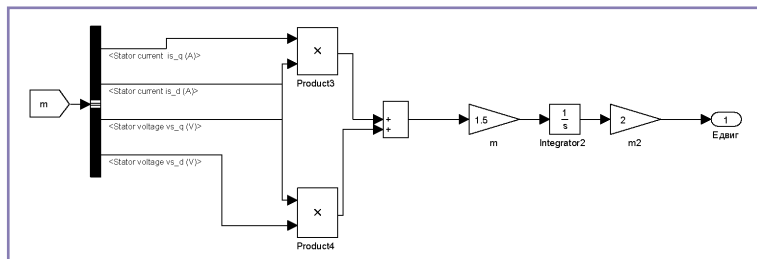


Рис. 6. Блок расчета потребленной тяговым двигателем электрической энергии.

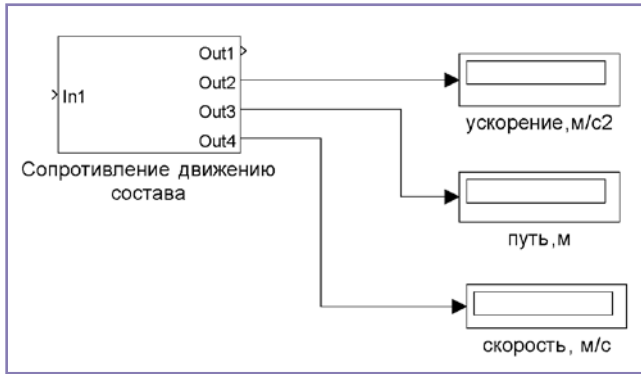


Рис. 7. Блок моделирования движения трамвая.

Полная мощность, потребляемая из тягового инвертора

$$P_{двиг} = \frac{3}{2}(U_{sq}I_{sq} + U_{sd}I_{sd}) \quad (2)$$

где $I_{sx}, I_{sy}, U_{sx}, U_{sy}$ – проекции векторов тока и напряжения статора во вращающейся системе координат. Данные параметры тягового двигателя подаются на блок m (рис. 6).

Соответственно, энергия, потребляемая тяговым двигателем

$$E_{двиг} = \int_0^T P_{двиг} dt \quad (3)$$

Механическая энергия на валу двигателя рассчитывается на основе формулы

$$E_{мех} = \int_0^T \omega_{двиг} M_{вр} dt \quad (4)$$

КПД инвертора и тягового двигателя рассчитываются соответственно по следующим выражениям

$$\eta_{инв} = \frac{E_{двиг}}{E_{инв}} \quad (5)$$

$$\eta_{двиг} = \frac{E_{мех}}{E_{двиг}} \quad (6)$$

4. Блок моделирования движения трамвая, который учитывает диаметр колес, передаточное число редуктора, массу вагона в зависимости от нагрузки, скорость движения, удельное сопротивление движению состава, профиль пути, момент инерции на валу двигателя (рис. 7). Производится расчет скорости, ускорения и пройденного пути подвижного состава. Сопротивление движению пересчитывается в момент сопротивления на валу тягового двигателя.

Вход $In1$ принимает значение частоты вращения вала тягового двигателя в рад/с,

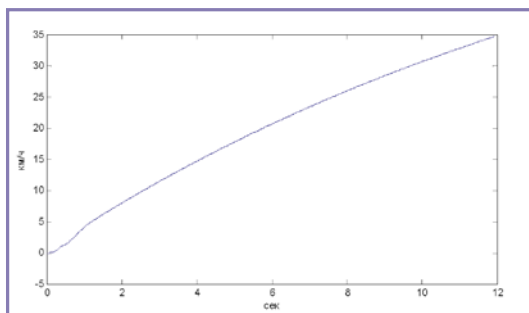


Рис. 8. Моделирование режима разгона при номинальной нагрузке и напряжении на горизонтальном участке.

которое преобразуется в линейную скорость в м/с. Путем численного интегрирования и дифференцирования получаем соответственно путь, пройденный составом, и его ускорение.

Путем пересчета скорости в км/ч производится расчет основного удельного сопротивления движению H/kH по формуле

$$w_0 = a + bv + cv^2 \quad (7)$$

где a, b, c – постоянные числовые коэффициенты, v – скорость движения, км/ч.

Модели асинхронного двигателя и инвертора стандартные и взяты из библиотеки SimPowerSystem. Разработаны отельные силовые блоки и блоки управления с учетом особенностей схемы управления конкретной марки трамвая.

Результаты моделирования

Проведённое имитационное моделирование в режиме пуска тягового электропривода трамвая и в режиме стабилизации скорости показало адекватность разработанной модели электромеханическим процессам, происходящим в электроприводе трамвая.

Согласно техническим характеристикам трамвай «Спектр» имеет время разгона при номинальной нагрузке и напряжении на горизонтальном участке пути до скорости 40 км/ч 12 с (дистанция 100 м).

Результаты моделирования разгона представлены на рис. 8.

Отклонение от реальных данных составляет 12,5%, что допустимо для имитационного моделирования.

Удельный расход электроэнергии на тягу составляет 48,4 Вт*ч/т*км [4].

На основании моделирования (таблица 1) потребление электроэнергии в течение 12 сек. пуска составляет $3,453 \cdot 10^5$ Дж, для 4 двигателей при равномерной нагрузке эта величина будет в 2 раза больше – $6,91 \cdot 10^5$ Дж.

С учетом того, что $1 \text{ кВт}\cdot\text{ч} = 3,6 \cdot 10^6$ Дж, потребление составляет 0,2 кВт*час. С учетом массы наполненного вагона 32, 2 т удельный расход электроэнергии на тягу составляет $200 \text{ Вт}\cdot\text{ч}/32,2 \cdot 0,1 \text{ т}\cdot\text{км} = 62, 1 \text{ Вт}\cdot\text{ч}/\text{т}\cdot\text{км}$, что на 22% отличается от реального удельного расхода электроэнергии на тягу.

Проведено сравнение имитационных моделей тягового электропривода с различными законами управления: скалярным и векторным. Результаты показывают более высокое потребление электроэнергии при векторном управлении, что связано с более высокой частотой работы IGBT модулей 5-10 кгЦ (таблица 1).

Применение данной модели позволит оценить рассматриваемые параметры тягового преобразователя (тип полупроводниковых элементов, схемы снижения пульсации напряжения и т. д.), сравнить различные алгоритмы управления в зависимости от нагрузки подвижного состава, профиля пути, скорости движения.

Совершенствование и апробация данной модели проводится совместно с коллегами из Технического Университета Дрездена, транспортный факультет им. Фридриха Листа, кафедра «Системы управления движением транспорта», с целью внедрения в симулятор движения электроподвижного состава, разработанного на базе программного комплекса Matlab [5].

Работа выполнена в рамках договора с Минобрнауки РФ от 12 февраля 2013 г. № 02.G25.31.0004.

Литература:

1. Моделирование электромеханической системы электровоза с асинхронным тяговым приводом / Ю.А. Бахвалов, А.А. Зарифьян, В.Н. Кашников, П.Г. Колпахчян, Е.М. Плохов, В.П. Янов; под ред. Е.М. Плохова. – М.: Транспорт, 2001. – 286 с.
2. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.
3. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в Matlab, SimPowerSystems и Simulink. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 288 с.
4. Гейзер А.И. / Трамвайные вагоны моделей 71-402 и 71-403 с асинхронным приводом про-

Таблица 1. Сравнение имитационных моделей тягового электропривода трамвая.

IGBT –инвертор (моделирование пуска до $v_{ном} = 40$ км/ч, $a = const$, 1 тяговый преобразователь с 2 тяговыми электродвигателями).

Скалярное управление ($U/f=const$) ШИМ-3000 кгЦ	Векторное управление
Потребление электроэнергии из тяговой сети – общее (Дж) – на входе тягового инвертора	
$3,453 \cdot 10^5$	$3,535 \cdot 10^5$
Потери в инверторе (статические и динамические), Дж – на основе учета реальных характеристик полупроводниковых элементов	
2659	4200

изводства ФГУП «Уралтрансмаш», Транспорт Урала / №2(5)/2005 с. 46-51.

5. Safin A.R. Selection of Efficient Control Circuits for a Tram Traction Electric Drive on the Basis of Development of a Simulation Model. Russian Electrical Engineering, Allerton Press, Vol.84, № 1, 2013, pp. 57-61.

Сафин Альфред Робертович – родился в 1981 году. В 2004 году окончил Казанский государственный энергетический университет. Кандидат технических наук, доцент. Защитил диссертацию по теме: «Разработка энергосберегающих схем и алгоритмов управления тяговыми двигателями постоянного тока электроподвижного состава». Опыт работы – 7 лет. В настоящее время работает доцентом кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий» Казанского государственного энергетического университета. Имеет 35 статей и тезисов, 3 патента, 5 учебно-методических пособий.

Мисбахов Ринат Шаукатович – родился в 1983 году. Окончил Казанский государственный технический институт им. А.Н. Туполева (КГТУ-КАИ) по специальности «Теплофизика». Кандидат технических наук, доцент. В 2010 году защитил диссертацию по теме: «Влияние добавок водорода на технико-экономические и экологические показатели газо-

вых и дизельных двигателей. Опыт работы – 7 лет. В настоящее время работает начальником управления научно-исследовательских работ ФГБОУ ВПО «КГЭУ». Имеет 47 статей и тезисов, 3 патента, 5 учебно-методических пособий.

Гуреев Виктор Михайлович – родился в 1960 году. Окончил Казанский государственный технический институт им. А.Н. Туполева (КГТУ-КАИ) по специальности «Двигатели летательных аппаратов». Доктор технических наук, профессор. В 2010 году защитил диссертацию по теме: «Повышение эффективности теплонасосных установок на основе численного и физического моделирования». Опыт работы – 31 год. В настоящее время работает советником ректора КГЭУ, заведующим кафедрой КУПГ. Имеет 107 статей и тезисов, 27 патентов, 13 учебно-методических пособий.

Safin Alfred – was born in 1981. In 2004 he graduated from Khazan State Power Engineering University. Candidate of Engineering Science, assistant professor. Defended his dissertation on the subject «Designing of energy-conservative schemes and configurations of controlling of direct-current railway motors of electrically propelled vehicles». He has 7 years of work experience. At the present time he works as the assistant professor of «Power

supply of industrial enterprises» Department in Khazan State Power Engineering University. He has 35 articles and theses, 3 patents, 5 guidance manuals.

Mishabov Rinat – was born in 1983. He graduated from Kazan State Technical Institute named after A.N. Tupolev (GKTU-KAI) with specialization in «Thermophysics». He is a candidate of Engineering Sciences, department assistant professor. In 2010 he defended a thesis on the subject: «Influence of hydrogen additives on technical-and-economic and environmental indexes of gas and diesel motors». His work experience is 7 years. At present he works as head of scientific research department in FGBOU VPO «KGEU». He has 47 articles and theses, 3 patents, 5 study guides.

Gureyev Viktor – was born in 1960. He graduated from Kazan State Technical Institute named after A.N. Tupolev (GKTU-KAI) with specialization in «Motors of aircrafts». He is a Doctor of Sciences, department professor. In 2010 he defended a thesis on the subject: «Efficiency improvement of heat-pump systems on the basis of numerical and physical modeling». His work experience is 31 years. At present he works as principal council in KGEU, department head of KUPG. He has 107 articles and theses, 27 patents, 13 study guides.

Автоматизация тяговых электроприводов мотор-вагонных электропоездов постоянного тока

// Automation electric traction dc motor electric train //

**Феоктистов В. П., д. т. н., профессор,
Чуверин Ю. Ю., к. т. н.,
Ко Ко Хтет,
Московский государственный университет путей сообщения
(МИИТ), г. Москва**

Рассмотрены принципы автоматизации тягового электропривода с двигателями постоянного тока. Обоснована структура системы автоматического регулирования с заданием скорости и тока двигателей.

Ключевые слова: автоматические системы, постоянный ток, электропоезда мотор-вагонные, тяговые электродвигатели, импульсное регулирование.

The principles of automation traction drive DC motors. Substantiated structure automatic control system with a speed and motor current.

Keywords: automated systems, direct current (DC), motor electric train, traction motors, pulse control.

Электропоезда с моторными и прицепными вагонами широко используют в пригородном сообщении, метро и наземном городском электротранспорте. Поскольку для них характерен специфический режим движения с частыми остановками, то это делает особо актуальной задачу автоматизации тягового электропривода. Простейшую систему стабилизации среднего значения пускового или тормозного тока на базе реле ускорения применяют при ступенчатом контакторно-реостатном регулировании тяговых двигателей [1].

Новые возможности для автоматизации предоставляют системы плавного безреостатного регулирования двигателей постоянного тока. Такие двигатели широко используют на электропоездах с питанием от контактной сети постоянного тока. На сегодняшнем этапе развития силовой полупроводниковой техники наи-

более перспективна система импульсного регулирования. Такая система (рис. 1а) предполагает использование импульсных преобразователей ИП1 и ИП2 [2]. ИП1 предназначен для регулирования цепи двигателей Я-ОВ в целом и рассчитан на полное напряжение контактной сети, а ИП2 регулирует коэффициент ослабления возбуждения $\beta = I_B/I$ и рассчитан на напряжение ОВ.

При этом обеспечивается двухзонное регулирование двигателя (рис. 1б). Разгон поезда после остановки сначала реализуют путем постепенного повышения напряжения U на двигателе при $\beta = 1$ (зона 1) до достижения напряжения на токоприемнике $U_{ном}$. Дальнейшее регулирование для повышения скорости реализуют ослаблением возбуждения при помощи ИП2. В обеих зонах автоматически поддерживается заданное значение пускового

тока I_3 . С точки зрения обеспечения рассмотренной функции стабилизации тока система автоматического регулирования не требует высокого быстродействия, поскольку оно должно соответствовать инерционности механической части поезда. Но в системе автоматики должны быть реализованы и дополнительные функции: стабилизация скорости на уровне заданного ограничения, защита от боксования юза, автоматическая коррекция уставки заданного тока I_3 по условиям сцепления колес с рельсами [3].

Все эти функции могут быть эффективно выполнены в двухконтурной системе автоматического регулирования (рис. 2), по которой стабилизация тока в соответствии с пусковой диаграммой (рис. 1б) осуществляется во внутреннем контуре системы. Для стабилизации скорости поезда предназначен внешний контур. Внутренний контур обведен на рис. 2 штриховой линией; за пределами этой линии находятся функциональные звенья контура ограничения и стабилизации скорости (КОСС) [4].

Заданное значение тока I_3^* вычисляют в КОСС на основе текущего значения несогласования по скорости

$$\Delta V = V_3 - V_\phi \quad (1)$$

где V_3 , V_ϕ – заданное и фактическое значения скорости поезда; они поступают на элемент сравнения ЭС2 соответственно с задающего элемента ЗС и с датчика фактической скорости ДС.

По рассогласованию ΔV функциональный элемент ФЭ определяет заданное значение тока I_3^* с учетом ограничения

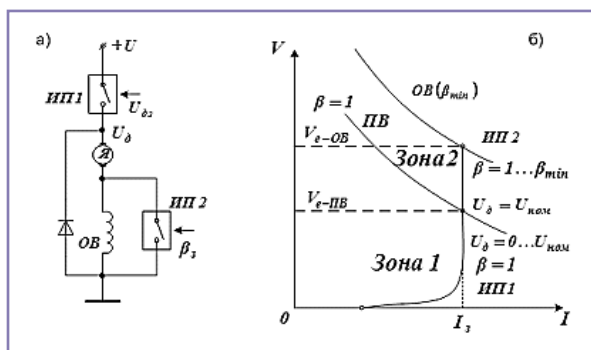


Рис. 1. Двухзонное регулирование тягового электропривода.

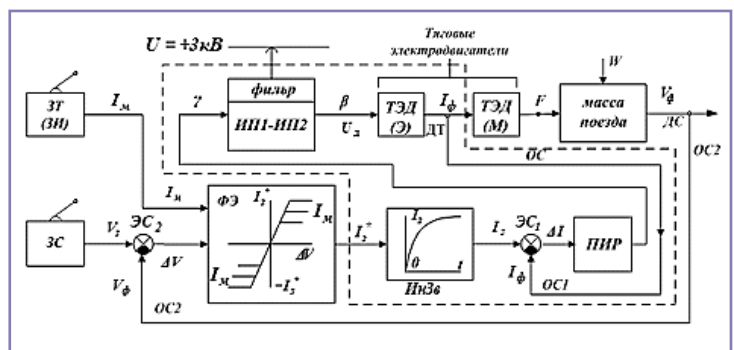


Рис. 2. Двухконтурная САР тягового электропривода.

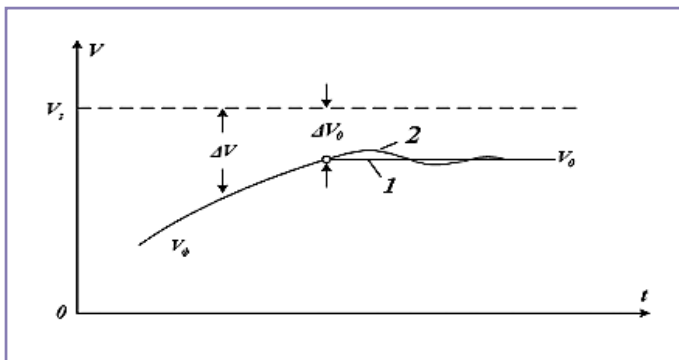


Рис. 3. Переход к установившемуся значению скорости: 1 – монотонный; 2 – колебательный.

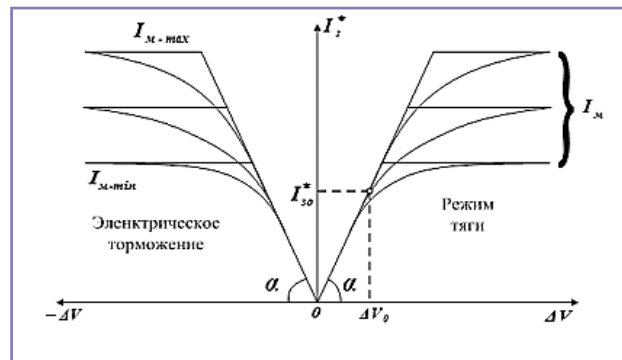


Рис. 4. Линейные и нелинейные характеристики функционального элемента ФЭ.

по току I_m , которое задают при помощи ЗИ(ЗТ). Это выполняется обычно по линейному закону

$$I_s = (\Delta V t g \alpha) \leq I_m \quad (2)$$

причем ограничение по I_m обычно задают вручную – на электропоездах ЭД2, ЭД4 предусмотрено 7 уставок I_m . Корректировка I_m возможна по показаниям автоматических устройств, прогнозирующих фактическое значение коэффициента сцепления колес с рельсами [5]. Принцип задания I_s^* по формуле (2) заключается в том, что при $\Delta V \leq \Delta V_m$ имеем $I_s^* = I_m$, а при $\Delta V < \Delta V_m$ получаем пропорциональное снижение I_s^* по мере приближения фактической скорости поезда V_ϕ к ограничению V_s . Этот процесс разгона поезда заканчивается, когда сила тяги поезда сравняется с суммой сил сопротивления движению ($F_k = \Sigma W$). При этом имеет место рассогласование ΔV_0 (рис. 3); его величина зависит от ΣW и от коэффициента усиления ФЭ, то есть от величины $t g \alpha$.

Для повышения точности регулирования (стабилизации) скорости, то есть для снижения статической ошибки ΔV_0 , увеличивают $t g \alpha$ в формуле (2), но при этом должно соблюдаться требование монотонности изменения $V_\phi(t)$. Таким образом, имеет место противоречивость требований по минимизации статической ошибки и монотонности переходного процесса регулирования скорости.

Эту задачу решают методом компьютерного моделирования, что позволяет учесть нелинейность двухпараметрической зависимости $F_k(V_\phi, I_\phi)$. При моделировании нужно также иметь в виду возможность широкого диапазона изменения ΣW в функции уклона пути W_i и скорости V_ϕ [6]. В результате методом анализа вариантов с учетом доверительной вероятности 0,95 определяют оптимальное значение α в формуле (2). В некоторых системах автоматики используют нелинейную характеристику ФЭ

$$I_s = I_m [1 - e^{-a \Delta V}] \quad (3)$$

где a – коэффициент аппроксимации, определяемый также при компьютерном моделировании.

Таким образом, в рассматриваемом внешнем контуре осуществляется регулирование механических процессов разгона и электрического торможения поезда, но при торможении в установившемся режиме имеем $V_\phi > V_s$, так что $\Delta V_0 < 0$. Аналогично при торможении в неустойчивом режиме тяговый электропривод регулируется по симметричной характеристике ФЭ, показанной в левой полуплоскости на рис. 4 зависимости $I_s^*(-\Delta V)$.

Внешний контур рассматриваемой системы, то есть КОСС, вычисляет заданное значение тока I_s^* . Оно поступает во внутренний контур на вход инерционного звена ИнЗв, которое сглаживает резкие изменения I_s^* , имеющие место при быстрой перестановке рукоятки ЗС. Сглаженное значение заданного тока, то есть I_s , поступает на элемент сравнения ЭС2, который вычисляет рассогласование по току

$$\Delta I = I_s - I_\phi,$$

$$\text{то есть } \Delta I > 0 \text{ или } \Delta I < 0 \quad (4)$$

На его основе пропорционально-интегральный регулятор ПИР осуществляет изменение входной величины γ импульсных преобразователей ИП1-ИП2 в соответствии с выражением

$$\gamma = K \int (\Delta I) dt, \quad (0 < \gamma < 1) \quad (5)$$

где K – коэффициент усиления ПИР.

Предполагается изменение γ (увеличение или снижение) с интенсивностью

$$\frac{d\gamma}{dt} = K \cdot \Delta I \quad (6)$$

причем обычно предусматривают зону нечувствительности

$$\frac{d\gamma}{dt} = 0 \text{ при } |\Delta I| < \Delta I' \quad (7)$$

как показано на рис. 5.

С п е ц и ф и к а электромагнитной системы тягового электродвигателя ТЭД(Э) заключается в том, что

для конкретной рабочей точки ее можно представить как линейное инерционное звено [8] с постоянной времени

$$T_{ТЭД(Э)} = \frac{l}{r + V_\phi \frac{d(c\phi)}{dI_\phi}} \quad (8)$$

где r , l – активное сопротивление и индуктивность ТЭД, $c\phi(I_\phi)$ – магнитная характеристика ТЭД.

Из выражения (8) следует, что постоянная времени может изменяться в широких пределах. Она максимальна при $V_\phi = 0$ и по мере увеличения V_ϕ снижется в 8 – 16 раз. Постоянная времени существенно влияет на выбор коэффициента K в (5), что связано с обеспечением требований устойчивости и монотонности при переходе к заданному значению тока при изменении регулирующих воздействий и возмущений. Среди последних особое значение имеют скачкообразные изменения напряжения контактной сети. В этом случае необходимо обеспечить высокое быстродействие внутреннего контура для стабилизации тока. Аналогичная ситуация имеет место при боксовании колесной пары – в этом случае быстро снижают ток по специальному алгоритму, а после восстановления нормального сцепления возвращаются к его заданному значению.

Таким образом, в аномальных ситуациях необходимо высокое быстродействие ПИР. Но в обычном режиме это не

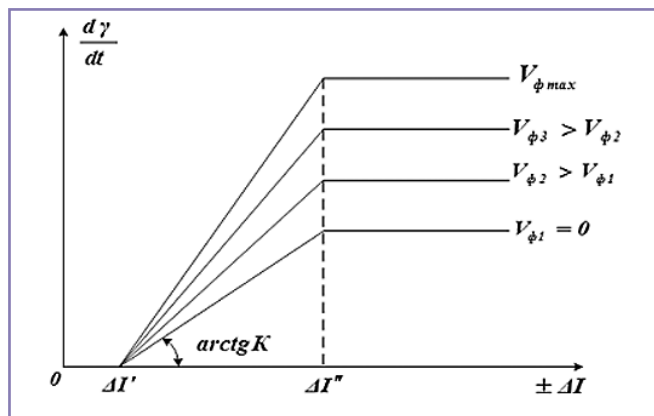


Рис. 5. Характеристика ПИР в контуре регулирования тока.

имеет существенного значения, поскольку постоянная времени механического процесса регулирования скорости поезда на 1,5-2 порядка выше, чем постоянная времени (8) внутреннего контура. Поэтому в данной ситуации следует выполнять ПИР как параметрическое звено, у которого коэффициент K в формулах (5) и (6) должен зависеть от главного параметра, влияющего на постоянную времени (8), то есть от V_{ϕ} . Эта зависимость отражена на рис. 5, где показаны также зоны нечувствительности ($0 \div \Delta I'$) и постоянства dy/dt при $|\Delta I| > |\Delta I'|$.

Исполнительными элементами во внутреннем контуре являются импульсные преобразователи ИП1, ИП2. При разгоне электропоезда (рис. 16) сначала работает ИП1 (зона 1), а затем происходит переключение на ИП2. При торможении очередность меняется – сначала при помощи ИП2 реализуют регулирование в зоне 2, то есть при $\beta < 1$, а потом, по мере замедления поезда, используют зону 1.

Двухконтурная система рассмотренного типа реализована на электропоездах ЭР200, ЭР12, ЭМ2И, на вагонах метро типа И, а также на трамваях РВ37, ТЗМ, ЛВЗ-86, 71-608 [1,9].

Ранее основная трудность была связана с выполнением силовых блоков ИП1-ИП2. К настоящему времени налажено серийное производство мощных транзисторов IGBT, что позволяет существенно улучшить массогабаритные и энергетические показатели импульсных преобразователей.

Автоматизация тяговых электроприводов с применением импульсного регулирования обеспечивает также существенную экономию электроэнергии за счет исключения пусковых реостатных потерь и расширения зоны рекуперации. Это позволяет рекомендовать рассмотренную по рис. 2 систему для использования на электропоездах постоянного тока 3 кВ. Такую модернизацию целесообразно выполнить в процессе их капитального ремонта.

Выводы

Тяговый электропривод электропоездов постоянного тока характеризуется применением реостатно-контакторного регулирования. Это ведет к потерям электроэнергии, усложняет его автоматизацию.

Эксплуатируемый парк электропоездов постоянного тока целесообразно оборудовать импульсным бесконтактным регулированием для режимов тяги и электрического торможения. Управление электроприводом при этом должно осуществляться при помощи двухконтурной системы подчиненного регулирования скорости поезда во внешнем контуре и тока тяговых двигателей во внутреннем контуре. Качество переходных режимов тягового электропривода определяется исполнением пропорционально-интегрального регулятора; его характеристику рекомендовано выполнять параметрически зависимой от скорости поезда.

Типовая двухконтурная система в условиях тягового электропривода должна быть дополнена блоком быстродействующей защиты от боксования-юза и подсистемой корректировки уставок пускового и тормозного тока.

Литература:

1. Ефремов И.С., Кобозев В.М., Шевченко В.В. Технические средства городского электрического транспорта. М.: Транспорт, 1985.
2. Исаев И.П. Случайные факторы и коэффициент сцепления. М.: Транспорт, 1984.
3. Розенфельд В.Е., Исаев И.П., Сидоров Н.Н. Теория электрической тяги. – М.: Транспорт, 1983 – 328 с.
4. Плакс А.В. Системы управления электроподвижного состава. М.: УМЦ ЖДТ, 2005. – 360 с.
5. Плакс А.В., Савоськин А.Н. Автоматизация электрического подвижного состава // М.: Транспорт, 1976.
6. Осипов С.И., Осипов С.С., Феоктистов В.П. Теория электрической тяги. М.: УМЦ ЖДТ, 2005.
7. Феоктистов В.П. Системы регулирования режимов работы электропоездов постоянного тока с импульсными преобразователями. Дисс. д.т.н., М.: МИИТ, 1983, 171 с.

8. Феоктистов В.П. Тяговый электродвигатель постоянного тока как звено системы автоматического регулирования электропоезда [Текст] / В.П. Феоктистов, С.С. Борисенков, Ко Ко Хтет // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2012. – № 4. – с. 27 – 29.

9. Электроподвижной состав с электрическим торможением. Под ред. Инькова Ю. М., Фельдмана Ю. И. М.: УМЦ ЖДТ, 2007.

Феоктистов Валерий Павлович – родился в 1939 году. В 1961 году окончил МИИТ. Доктор технических наук, профессор Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ), заслуженный работник Высшей школы.

Чуврин Юрий Юрьевич – родился в 1945 году. В 1967 году окончил МИИТ. Кандидат технических наук, доцент Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ).

Ко Ко Хтет – родился в 1985 году. В 2008 году окончил Янгонский технологический университет (Мьянма), в 2011 году – Московский государственный университет путей сообщения (МИИТ). В настоящее время является аспирантом Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ).

Feoktistov Valeriy – was born in 1939. In 1961 he graduated from MIIT. He is a Doctor of Engineering, professor of Moscow State Railway University (MIIT), honoured worker of higher school.

Chuverin Yuri – was born in 1945. In 1967 he graduated from the MIIT. Associate Professor, Ph.D., Moscow State University of Railway Engineering (MIIT).

Co Co Htet – was born in 1985. In 2008 he graduated from Yangon Technology University (Myanmar), in 2011 – from Moscow State Railway University (MIIT). At present he is an advanced student of Moscow State Railway University (MIIT).

Повышение энергетической эффективности электровоза переменного тока в режиме тяги с помощью разнофазного управления выпрямителями на первой зоне регулирования

// Increasing power efficiency of alternating current electric locomotive in the traction mode by rectifiers of different phases control on the first zone of regulation //

Мельниченко О. В., к.т.н., доцент,
ФГБОУ «ИрГУПС», г. Иркутск

Власьевский С. В., д.т.н., профессор,
ФГБОУ «ДВГУПС», г. Хабаровск

Рассматриваются возможности повышения коэффициента мощности электровоза и снижения коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения контактной сети на первой зоне регулирования путем применения разнофазного управления выпрямителями. Проведено математическое моделирование процессов работы выпрямителей на первой зоне при применении их разнофазного управления.

Ключевые слова: электровоз, тяговый трансформатор, тиристорный выпрямитель, диодное плечо, электродвигатель, зона регулирования, алгоритм управления, математическое моделирование.

Possibilities of increasing electric locomotive power factor and decreasing curve cycle distortion factor of the catenary system voltage on the first regulation zone by means of different phases control rectifiers are considered. Mathematical modeling of rectifiers operation on the first zone by the use of different phase control was carried out.

Keywords: electric locomotive, tractive transformer, thyristor rectifier, diode shoulder, electric motor, zone of the regulation, algorithm of control, mathematical modeling.

Электровозы переменного тока являются одними из крупнейших потребителей электроэнергии на железнодорожном транспорте. Повышение коэффициента мощности электровозов и снижение коэффициента искажения синусоидальности напряжения в контактной сети при их работе ведет к повышению их энергетической эффективности, что в конечном итоге приводит к уменьшению расхода электроэнергии этими электровозами на тягу поездов.

В настоящее время современные электровозы переменного тока чаще всего состоят из двух или трех секций, в каждой из которых находится по два выпрямительно-инверторных преобразователя, работающих выпрямителями в режиме тяги электровоза и инверторами в режиме его электрического рекуперативного торможения. Существующие типовые алгоритмы управления преобразователями рождают при их работе значительные гармонические составляющие (гармоники) напряжения в контактной сети. Это приводит к сокращению срока службы изоляции электрических машин и аппаратов, к ухудшению работы устройств связи и управления движением поездов, к сбоям в работе систем управления преобразователями электровоза. Так как режим тяги является основным и наиболее продолжительным режимом работы электрово-

за, то разработка технических решений в области способов и средств управления выпрямительными преобразователями (в дальнейшем просто выпрямителями), направленных на снижение гармоник напряжения в контактной сети (повышение качества электрической энергии) и повышение коэффициента мощности электровоза, является актуальной задачей. Такие технические решения разработаны в Иркутском и Дальневосточном государственных университетах путей сообщения (ИрГУПС и ДВГУПС). Суть этих решений заключается в том, что отдельно для первой и последующих 2, 3 и 4-й зон регулирования

предложены новые алгоритмы управления выпрямителями при регулировании напряжения зоны с включением в них принципа разнофазного управления несколькими выпрямителями и включением в их силовые схемы разрядного диодного плеча, которое подсоединено к катодной и анодной шинам выпрямителя параллельно цепи выпрямленного тока.

Работа электровоза на первой и последующих (2, 3, 4) зонах регулирования напряжения тяговых двигателей имеет некоторые отличия и особенности. Прежде всего это заключается в том, что первая зона применяется в режиме трогания и пуска электровоза с поездом с достаточно большими токами тяговых двигателей, а также при движении электровоза с поездом с достаточно большими токами тяговых двигателей на малых скоростях по участку железной дороги при наличии на нем ограниченной скорости в силу различных причин (ремонт рельсового пути, отклонения в состоянии земляного полотна, искусственных сооружений и другие причины). На 2, 3 и 4-й зонах регулирования, когда напряжение на тяговых двигателях возрастает, электровоз работает на средних и более высоких скоростях движения, на которых за счет роста скорости токи тяговых двигателей уменьшаются. Эти особенности работы электровоза на первой и последующих (2, 3, 4) зонах требуют отдельного рассмотрения процессов работы выпрямителя и его управления на этих зонах. В силу ограниченности объема в данной статье будут рассмотрены только процессы работы выпрямителя и его

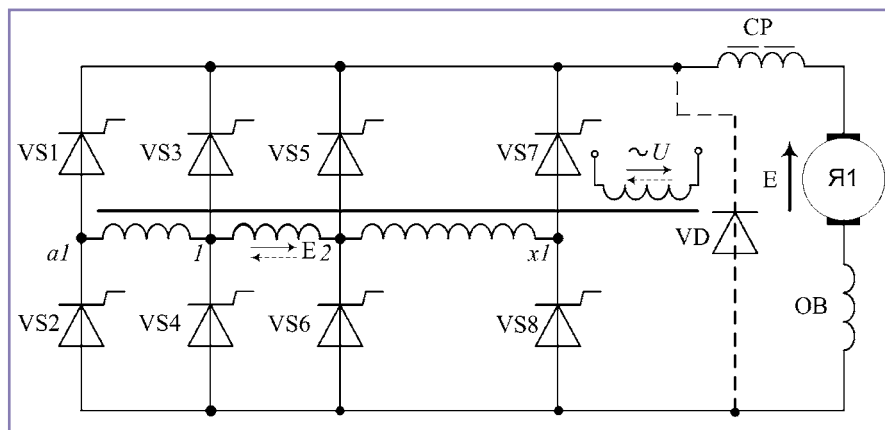


Рис. 1. Упрощенная силовая схема четырехзонного выпрямителя электровоза.

Таблица 1. Типовой алгоритм управления тиристорными плечами выпрямителя на первой зоне регулирования.

Зона	Полупериод	Плечи выпрямителя			
		VS3	VS4	VS5	VS6
1	↖	a_0	—	—	a_p
	⊙	—	a_p	a_p, a_p	—

управления на первой зоне регулирования при новом алгоритме управления, содержащем принцип разнофазного управления (РФУ) несколькими выпрямителями, в силовую схему каждого из которых включено разрядное диодное плечо. Процессы работы выпрямителя и его управления на 2, 3 и 4-й зонах регулирования при новом алгоритме разнофазного управления несколькими выпрямителями, в силовую схему каждого из которых включено разрядное диодное плечо, будут изложены в другой публикации.

На рис. 1 представлена упрощенная силовая схема четырехзонного выпрямителя электровоза. На первой зоне регулирования в этом выпрямителе работает секция 1-2 вторичной обмотки трансформатора, напряжение которой подается на мост из тиристорных плеч VS3, VS4, VS5 и VS6. В таблице 1 представлен типовой алгоритм управления этими тиристорными плечами каждого выпрямителя электровоза на первой зоне регулирования.

Процессы работы четырехзонного выпрямителя при типовом алгоритме его управления на первой и последующих зонах регулирования описаны в [1]. Особенностью процесса выпрямления на первой зоне регулирования при типовом алгоритме является то, что кривая выпрямленного напряжения имеет глубокие провалы напряжения до нуля на интервалах коммутации и буферного контура (рис. 4), что создает достаточно большую пульсацию выпрямленного тока тягового двигателя и увеличенный угол сдвига фаз, приводящий к значительному снижению коэффициента мощности электровоза.

Рассмотрим процессы работы при новом алгоритме разнофазного управления двумя выпрямителями в одной секции электровоза на первой зоне регулирования. Причем в силовую схему каждого выпрямителя параллельно цепи выпрямленного тока включено разрядное диодное

плечо (на рис. 1 диодное плечо показано пунктирной линией). Диодное плечо присоединено катодом к катодной, а анодом к анодной шинам выпрямителя. Новый алгоритм разнофазного управления двумя выпрямителями на первой зоне регулирования представлен в таблице 2.

Включение разрядного диодного плеча в силовую схему выпрямителя параллельно цепи выпрямленного тока создаёт возможность упрощения алгоритма управления тиристорами выпрямителя на первой зоне регулирования и изменяет процесс работы тиристорных в части уменьшения длительности протекания тока через них в каждом полупериоде за счёт перевода тока в буферном контуре с этих тиристорных на разрядное диодное плечо [2].

Упрощение алгоритма управления тиристорами заключается в том, что в каждом полупериоде напряжения сети импульсы управления с регулируемым углом отпирания a_p подаются на два однофазных тиристорных плеча, соответствующих положительной полярности напряжения. В результате тиристоры данных плеч не участвуют в процессе разряда по буферному контуру электромагнитной энергии, накопленной в индуктивностях сглаживающего реактора и обмоток тягового двигателя. Эта энергия в каждом полупериоде теперь разряжается через диодное плечо в цепи якоря двигателя, что увеличивает использование в цепи двигателя активной составляющей полной мощности цепи переменного тока и уменьшает ее реактивную составляющую. Все это приводит к увеличению коэффициента мощности электровоза на первой зоне регулирования.

Использование разрядного диодного плеча приводит к повышению не только коэффициента мощности электровоза, но и качества электроэнергии в контактной сети за счет улучшения потенциальных условий протекания токов коммутации тиристорных плеч выпрямителя в интер-

вале основной коммутации выпрямителя. Дело в том, что в этом интервале диодное плечо шунтирует ЭДС самоиндукции, наведенной в витках секции вторичной обмотки трансформатора токами коммутации тиристорных плеч. Благодаря этому значительно уменьшается амплитуда коммутационных колебаний в кривой напряжения сети (рис. 5).

Однако при фазовом регулировании напряжения выпрямителя, когда происходит дополнительная коммутация тиристорных плеч при их управлении импульсами a_p , послекоммутационные колебания в кривой напряжения сети остаются без изменения и при $a_p = 90$ эл. град. имеют достаточно большую амплитуду. Для получения наибольшего эффекта повышения качества электроэнергии на токоприёмнике электровоза при таком регулировании предлагается ввести разнофазное управление выпрямителями каждой секции электровоза по регулируемому углу a_p . Это управление заключается в задержке регулируемых импульсов управления с углом a_p , подаваемых на тиристорные плечи при фазовой коммутации различных групп выпрямителей, на расчетное время, равное первому полупериоду послекоммутационных колебаний напряжения на токоприёмнике электровоза с учётом изменяющихся расчётных параметров контактной сети. При этом в диапазоне углов от 60 до 120 эл. град. полупериода напряжения сети реализуется максимальное время задержки, равное полупериоду 7-й гармоники сетевого напряжения. В тоже время в диапазоне углов от $(a_0 + \gamma)$ до 60 эл. град. импульсы управления с углом a_p задерживаются на меньшее время, равное полупериоду высокочастотной гармоники с максимальной ее амплитудой. При этом в местах ограничения угла a_p задержка импульсов управления по времени уменьшается до нуля, то есть в этих местах разнофазное управление прекращается.

Ранее предлагаемые алгоритмы управления выпрямителем электровоза с разнофазным управлением также улучшали качество электрической энергии в контактной сети. Однако из-за необходимости задерживать открытие одного плеча выпрямителя относительно другого имело место снижение среднего выпрямленного напряжения выпрямителя, подаваемого на тяговые двигатели, по сравнению с типовым алгоритмом управления [3, 4]. Это ухудшало коэффициент мощности электровоза.

Для устранения указанного недостатка был разработан энергосберегающий алгоритм разнофазного управления выпрямителями электровоза. Этот алгоритм заключается в том, что среднее выпрямленное напряжение на тяговых двигателях остаётся неизменным относительно существующего в настоящее время типового алгоритма управления, в котором нет разнофазного управления. Достигается это тем, что время необходимой задержки импульсов

Таблица 2. Новый алгоритм разнофазного управления двумя выпрямителями в одной секции электровоза на первой зоне регулирования.

Зона	ВИП	Полупериод	Плечи ВИП							
			VS1	VS2	VS3	VS4	VS5	VS6	VS7	VS8
1	1	→	—	—	—	$\alpha_p - \alpha_{\text{ррфв}}/2$	$\alpha_p - \alpha_{\text{ррфв}}/2$	—	—	—
		←	—	—	$\alpha_p - \alpha_{\text{ррфв}}/2$	—	—	$\alpha_p - \alpha_{\text{ррфв}}/2$	—	—
		→	—	—	—	$\alpha_p + \alpha_{\text{ррфв}}/2$	$\alpha_p + \alpha_{\text{ррфв}}/2$	—	—	—
		←	—	—	$\alpha_p + \alpha_{\text{ррфв}}/2$	—	—	$\alpha_p + \alpha_{\text{ррфв}}/2$	—	—
	2	→	—	—	—	$\alpha_p + \alpha_{\text{ррфв}}/2$	$\alpha_p + \alpha_{\text{ррфв}}/2$	—	—	—
		←	—	—	$\alpha_p + \alpha_{\text{ррфв}}/2$	—	—	$\alpha_p + \alpha_{\text{ррфв}}/2$	—	—
		→	—	—	—	$\alpha_p - \alpha_{\text{ррфв}}/2$	$\alpha_p - \alpha_{\text{ррфв}}/2$	—	—	—
		←	—	—	$\alpha_p - \alpha_{\text{ррфв}}/2$	—	—	$\alpha_p - \alpha_{\text{ррфв}}/2$	—	—

управления делится пополам, причем на один выпрямитель половинная задержка подаётся со знаком минус, а на другой выпрямитель – со знаком плюс (таблица 2). В следующем периоде напряжения сети для выравнивания среднего выпрямленного напряжения на тяговых двигателях задержанные импульсы управления, подаваемые на плечи выпрямителей, меняются местами.

Для детального исследования и сравнения электромагнитных процессов в электровозе при применении энергосберегающего алгоритма разнофазного управления выпрямителями и типового алгоритма была разработана математическая модель электровоза в среде схемотехнического проектирования MatLab. В качестве объекта моделирования выбран электровоз переменного тока типа ВЛ80Р, работающий в режиме тяги. В качестве участка контактной сети была выбрана двусторонняя схема питания от двух тяговых подстанций системы тягового электроснабжения, которая является типовой для осуществления нормального эксплуатационного режима работы системы.

Электровоз в модели рассмотрен как комплексная система, состоящая из нескольких подсистем, взаимодействующих между собой. Такими подсистемами являются электрическая часть, система

управления электровоза и контактная сеть. Электрическая часть электровоза представлена схемой замещения, состоящей из тягового трансформатора, выпрямительных преобразователей, сглаживающих реакторов и тяговых двигателей. Для объективного сравнения типового и предлагаемого алгоритмов управления выпрямителями параметры математических моделей электровозов с этими алгоритмами в обоих случаях приняты равными друг другу.

Для более точного отображения взаимного влияния переходных процессов в системе «контактная сеть – электровоз» модель электровоза расположена на расстоянии 24 км от тяговой подстанции, то есть в середине фидерной зоны, где происходит самое большое влияние параметров контактной сети и электровоза на качество электрической энергии на токоприемнике электровоза. Модель контактной сети представлена схемой замещения, которая состоит из каскадно соединенных Т-образных симметричных четырехполюсников. Они моделируют погонные параметры системы (индуктивность и активное сопротивление контактной сети, распределенную емкость относительно земли и сопротивление, обусловленное током утечки с проводов линии и изоляторов) [5].

Режим тяги электровоза с номинальной нагрузкой в модели выбран близким к подобному режиму одиночной работы реального электровоза ВЛ80Р с поездом на фидерной зоне.

Для типового алгоритма и предлагаемого алгоритма управления выпрямителями с РФУ и диодным плечом было проведено математическое моделирование процессов работы электровоза в режиме тяги на половине 1-й зоны регулирования, по результатам которого получены осциллограммы электромагнитных процессов в виде кривых напряжения в контактной сети u_1 , тока в первичной обмотке тягового трансформатора i_1 секции электровоза, кривых выпрямленного напряжения u_d и выпрямленного тока i_d выпрямителя, гармонический состав переменного напряжения сети u_1 , представленные на рис. 2 – 7.

По приведенным на рис. 4 и 7 параметрам гармонического состава в виде амплитуд гармоник напряжения сети рассчитаны коэффициенты их гармонических составляющих $K_{U(n)}$ при типовом алгоритме и предлагаемом алгоритме разнофазного управления с диодным плечом в схеме выпрямителя. Результаты расчетов сведены в таблицу 4. Для сравнения результатов моделирования процессов работы электровоза с различными алгоритмами управле-

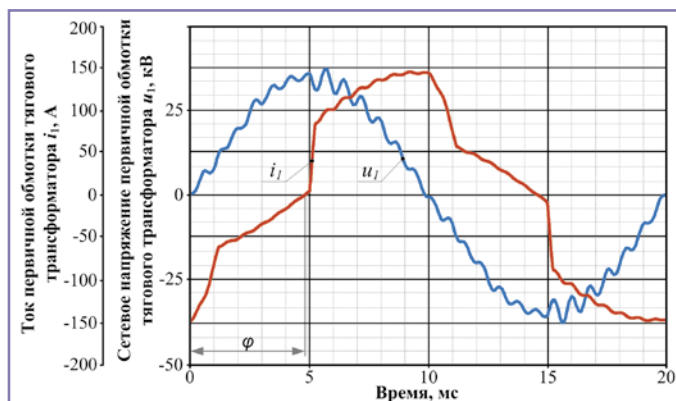


Рис. 2. Кривые напряжения в контактной сети u_1 и тока в первичной обмотке тягового трансформатора i_1 секции электровоза при типовом алгоритме управления выпрямителями в режиме тяги на половине 1-й зоны регулирования.

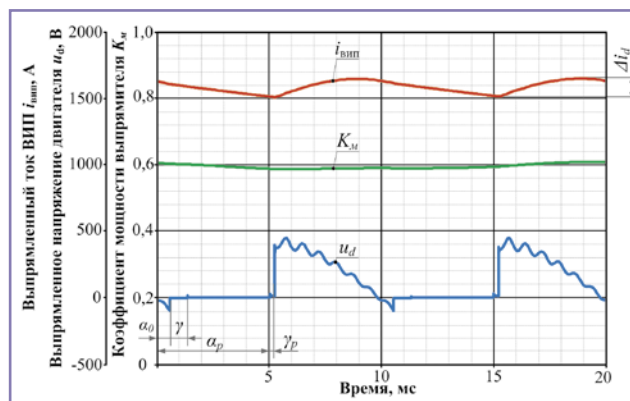


Рис. 3. Кривые выпрямленного напряжения u_d и выпрямленного тока i_d выпрямителя, а также кривая коэффициента мощности K_M при типовом алгоритме управления в режиме тяги на половине 1-й зоны регулирования.

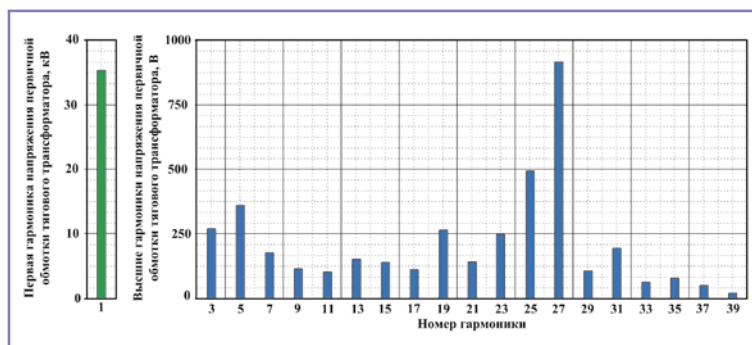


Рис. 4. Гармонический состав переменного напряжения u_1 на токоприемнике электровоза в режиме тяги на половине 1-й зоны регулирования при типовом алгоритме управления.

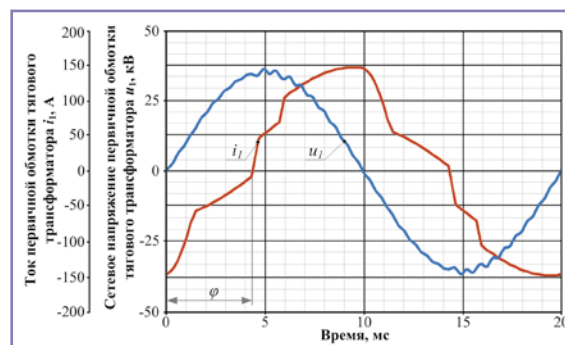


Рис. 5. Кривые напряжения в контактной сети u_1 и тока в первичной обмотке тягового трансформатора i_1 секции электровоза при предлагаемом алгоритме управления с РФУ и диодным плечом в режиме тяги на половине 1-й зоны регулирования.

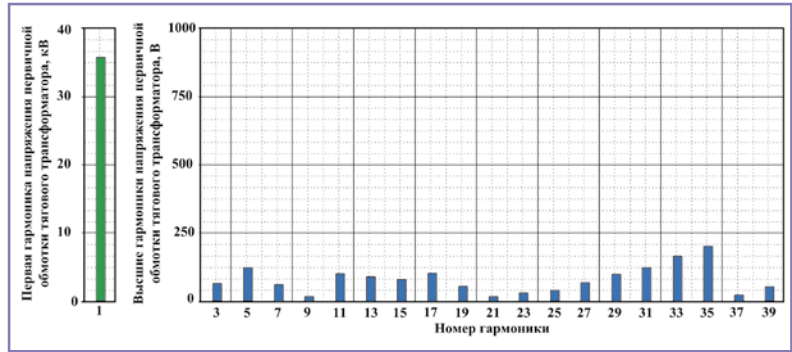
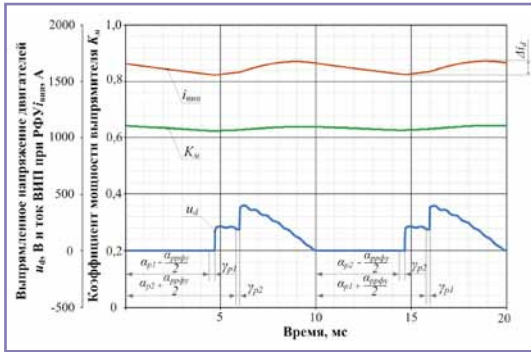


Рис. 6. Кривые выпрямленного напряжения u_d и выпрямленного тока i_d выпрямителя, а также кривая коэффициента мощности при предлагаемом алгоритме с РФУ и диодным плечом в режиме тяги на половине 1-й зоны регулирования.

Рис. 7. Гармонический состав переменного напряжения u_1 на токоприёмнике электровоза в режиме тяги на половине 1-й зоны регулирования при предлагаемом алгоритме управления с РФУ и диодным плечом.

ния выпрямителями был выбран критерий сравнения – коэффициент искажения синусоидальности напряжения K_U контактной сети на токоприёмнике электровоза, нормируемый согласно ГОСТ-13109 [6].

Определение коэффициента мощности производилось с учётом несинусоидальности напряжения сети и тока в первичной обмотке тягового трансформатора электровоза в среде MatLab при проведении моделирования на ЭВМ по формуле

$$K_M = \frac{\sum_{k=1}^n U_k I_k \cos \varphi_k}{\sqrt{\sum_{k=0}^n U_k^2} \cdot \sqrt{\sum_{k=0}^n I_k^2}} = \frac{U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos \varphi_1 + \dots + U_k I_k \cos \varphi_k}{\sqrt{U_0^2 + U_1^2 + \dots + U_k^2} \cdot \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + \dots + I_k^2}}$$

где U_0, I_0 – постоянные составляющие напряжения и тока; U_1, I_1 – действующие значения синусоидальных напряжения и тока 1-й гармоники; U_k, I_k – действующие значения синусоидальных напряжения и тока k -й гармоники; φ_k – угол сдвига фазы между напряжением и током k -й гармоники.

Коэффициент искажения синусоидальности напряжения K_U контактной сети на токоприёмнике электровоза нормируется ГОСТ-13109 [7] и определяется по формуле

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N U_{(n)}^2}}{U_{(1)}} 100\%$$

Таблица 3. Разница в процентном соотношении средних значений коэффициента мощности и коэффициента несинусоидальности напряжения сети при типовом и предлагаемом алгоритме управления с РФУ и диодным плечом.

Алгоритм управления выпрямителями	K_U	%	K_M	%
Типовой	3,54	100	0,6	100
Предлагаемый алгоритм управления с РФУ и диодным плечом	1,16	32,7	0,65	107,7

где $U_{(n)}$ – значение n -й гармонической составляющей напряжения; $U_{(1)}$ – значение первой (основной) гармоники напряжения; $N_{(n)}$ – номер гармоники напряжения.

На рис. 3 и 6 показаны средние значения коэффициента мощности электровоза. Результаты расчёта K_U и K_M заносим в таблицу 3.

Анализируя полученные результаты моделирования (рис. 2, 3, 5 и 6) на 1-й зоне регулирования, отмечаем, что коэффициент несинусоидальности напряжения сети K_U снизился на 67,3 %, угол сдвига фаз φ между током i_1 и сетевым напряжением u_1 уменьшился на 10%, что привело к повышению коэффициента мощности электровоза K_M на 7,7%.

Выводы:

1. Разработан новый энергосберегающий алгоритм разнофазного управления выпрямителями на 1-й зоне, который не снижает среднее значение выпрямленного напряжения выпрямителя, подаваемое на тяговые двигатели, по сравнению с ранее разработанными алгоритмами разнофазного управления.

2. Применение на 1-й зоне нового энергосберегающего алгоритма разнофазного управления выпрямителями совместно с диодным плечом позволяет значительно снизить (с 3,54 % до 1,16 % – более чем в 2 раза) коэффициент искажения синусоидальности напряжения сети, то есть повысить качество электрической энергии на токоприёмнике электровоза, а также повысить коэффициент мощности электровоза на 7,7 % по сравнению с типовым алгоритмом управления.

Литература:

1. Тихменев Б.Н., Кучумов В.А. Электровозы переменного тока с тиристорными преобразователями // М.: Транспорт, 1988. – 311 с.
2. Власьевский С.В., Мельниченко О.В., Бабичук А.К. Применение разрядного диодного плеча в многозонном выпрямителе электровоза переменного тока // Вестник Всероссийского научно-исследовательского и проектно-конструкторского института электровозостроения, ОАО ВЭЛНИИ, Новочеркасск, 2004. № 2. С. 127-134.
3. Кулинич Ю.М., Находкин В.В., Широченко Н.Н., Кучумов В.А., Штибен Г.А. Испытания электровоза ВЛ85 с разнофазным управлением выпрямительно-инверторными преобразователями // Вестник Всероссийского научно-исследовательского и проектно-конструкторского института электровозостроения. 1986. № 4. С. 23 – 26.
4. Мельниченко О.В., Газизов Ю.В. Повышение энергетических показателей электровозов переменного тока // Железнодорожный транспорт. 2010, № 3. С. 50 – 52.
5. Савоськин А.Н., Кулинич Ю.М., Алексеев А.С. Математическое моделирование электромагнитных процессов в динамической системе контактная сеть – электровоз // Электричество. 2002. №2. С. 29 – 35.
6. ГОСТ 13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Межгосударственный совет по стандартизации и сертификации. // Минск. 1999. – 30 с.

Мельниченко Олег Валерьевич – родился в 1976 году. В 1999 году окончил Иркутский институт инженеров железнодорожного транспорта по специальности «Электрический транспорт железных дорог». Кандидат технических наук, доцент. В 2005 году защитил диссертацию по теме: «Повышение энергетических показателей электровозов однофазно-постоянного тока с тиристорными выпрямителями». Опыт работы – 14 лет. В настоящее время работает заведующим кафедры «Электроподвижной состав» ФГБОУ «ИрГУПС». Имеет 210 научных трудов, в том числе 50 патентов на изобретения и полезные модели. Награжден отраслевыми наградами ОАО «РЖД».

Власьевский Станислав Васильевич – родился в 1939 году. В 1966 году окончил Хабаровский институт инженеров железнодорожного транспорта по специальности «Электрификация железных дорог». Доктор технических наук, профессор. В 2001 году защитил докторскую диссертацию на тему: «Повышение эффективности выпрямительно-инверторных преобразователей электровозов однофазно-постоянного тока с рекуперативным торможением». Опыт работы – 48 лет. В настоящее время работает профессором кафедры «Электротехника, электроника и электромеханика» ФГБОУ «ДВГУПС». Имеет 164 научные работы, в том числе 20 патентов и авторских свидетельств на изобретения, 4 монографии и 14 учебных пособий. Награжден знаками «Почетный работник науки и техники РФ», «Почетный железнодорожник», «Лучший изобретатель железнодорожного транспорта», «200 лет транспортному образованию России» и «30 лет Байкало-амурской магистрали».

Melnichenko Oleg – was born in 1976. In 1999 he graduated from Irkutsk Railway Transport Engineers Institute with a degree “Electrical vehicle of railways”. Candidate of Engineering Science, assistant professor. In 2005 he defended his dissertation on the subject “Increasing of energy indicators of locomotives of single-phase direct current with thyristor rectifiers”. He has 14 years of work experience. At the present time he works as the head of “Electrically propelled vehicles” Department of Irkutsk Railway Transport Engineers Institute. He has 210 publications, including 50 patents for inventions and useful models. He was awarded with industry awards of “Russian Railways” Ltd.

Vlasyevskiy Stanislav – was born in 1939. In 1966 he graduated from Khabarovsk Railway Transport Engineers Institute with a degree “Railways Electrification”. Doctor of Engineer-

ing Science, professor. In 2001 he defended his Doctor dissertation on the subject “Efficiency increasing of reversible converters of locomotives of single-phase direct current with regeneration braking”. He has 48 years of work experience. At the present time he works as the professor of “Electric Engineering, electronics and electromechanics” Department of the Far East State Communications University. He has 164 publications, including 20 patents and copyright certificates for inventions, 4 monographs and 14 guidance manuals. He was awarded with the following decorations: “Honorable worker of science and technics of RF”, “Honorable railwayman”, “The best inventor of Railways”, “200 years’ anniversary of transport education of Russia” and “30 years’ anniversary of Baikal-Amur Mainline”.

Влияние различных режимов широтно-импульсной модуляции на характеристики рекуператора

// Effect of different modes of a pulse-width modulation on the characteristics of the recuperator //

Доманов В.И., к.т.н.,
Доманов А.В., к.т.н.,
Шириев А.Р.,
ФГБОУ ВПО «УлГТУ», г. Ульяновск

Рассматривается работа рекуператора, построенного на основе инвертора с широтно-импульсной модуляцией. Разработаны компьютерные модели различных узлов рекуператора. Проведено моделирование различных режимов работы преобразователя. Обосновывается необходимость применения дополнительной корректирующей цепи для снижения уровня пульсации тока. Оцениваются пульсации в схемах с различной широтно-импульсной модуляцией.

Ключевые слова: рекуператор, широтно-импульсная модуляция, инвертор, пульсации тока, корректирующая цепь, оптимальная настройка, моделирование.

Большинство преобразователей частоты не имеет встроенной функции рекуперации энергии. Если электропривод работает в повторно-кратковременном режиме (S3, S5 или S7), то эффективным способом снижения электропотребления является рекуперативное торможение электродвигателя. Примером для эффективного применения рекуперативного торможения является электротранспорт. Применение этого режима в общественном электротранспорте (трамваи, троллейбусы, метрополитен), где каждые 3-5 минут происходит полная остановка, дает примерно 20% экономии электроэнергии [1].

При интенсивном торможении энергия, вырабатываемая электромашинной, поступает в звено постоянного тока преобразователя частоты, вызывая увеличение напряжения в нем. В большинстве случаев эту энергию рассеивают на тормозных резисторах, чтобы предотвратить превышения максимально допустимого уровня напряжения в звене постоянного тока. В работе предлагается схема, в которой и при превышении номинального напряжения на 10% включается рекуператор и возвращает энергию в сеть переменного тока.

Составим модель преобразователя, работающего в режиме рекуперативного торможения.

Силовая схема представляет собой транзисторный мост, изображенный на

Examines the work of the recuperator, built on the basis of an inverter with PWM. Developed computer models of various recuperator units. The simulation of different modes of operation of the converter. The need to apply additional correction circuit to reduce the current ripple. Estimated pulsations in schemes with different pulse-width modulation.

Keywords: recuperator, pulse width modulation, inverter, current pulsation, correcting circuit, optimal setting, modeling.

рис. 1. Подобная схема применяется в однофазном обратимом преобразователе напряжения [2] для компенсации реактивной мощности. Кроме того, в схеме [2] применяется дроссель, а не трансформатор, как в данном случае. Также подобная силовая схема используется в инверторе [3], но имеет другой алгоритм управления.

Работа рекуператора происходит следующим образом [4,5]. Схема подключена своим силовым входом к шине постоянного тока (ШПТ) инвертора напряжения. Выход рекуператора подключен параллельно сети переменного тока. При рекуперативном торможении двигателя (АД, ВД) возрастает напряжение на ШПТ.

При условии

$$U_{nm} > U_{nm0} + \Delta U$$

где ΔU – превышение напряжения, U_{nm0} – номинальное напряжение на ШПТ, срабатывает ключ VT5, который подключает емкость C1. Заряд емкости частично снижает напряжение U_{nm} . Одновременно вступает в работу широтно-импульсный преобразователь (VT1-VT4). Управляющие сигналы формируются ШИМ контроллером по сигналу заданию U_3

$$U_3 = U_{\approx} (K\Delta U + U_{on})$$

где U_{\approx} – синхронизирующее напряжение переменного тока, синфазное с напряжением сети, U_{on} – опорное напряжение, обеспечивающее соблюдение условия

$$U_{рек.min} = U_{ном.сети}$$

Когда энергия, возвращенная в результате торможения, становится больше нуля, в конденсаторе начинает накапливаться заряд, и рекуператор вступает в работу.

Было проведено моделирование исследуемой системы. На рис. 3 представлены графики: $P_{рек}$ – энергия, поступающая от двигателя в момент рекуперативного торможения; U_c – напряжение на конденсаторе в звене постоянного тока; $dU_{рек}$ – превышение напряжения на конденсаторе относительно нормального режима работы; $U_{упр}$ – управляющий сигнал, задающий амплитуду синусоиды выходного сигнала; $U_{зад}$ – сигнал, непосредственно задающий форму выходного сигнала. Как видно из графиков $P_{рек}$ и

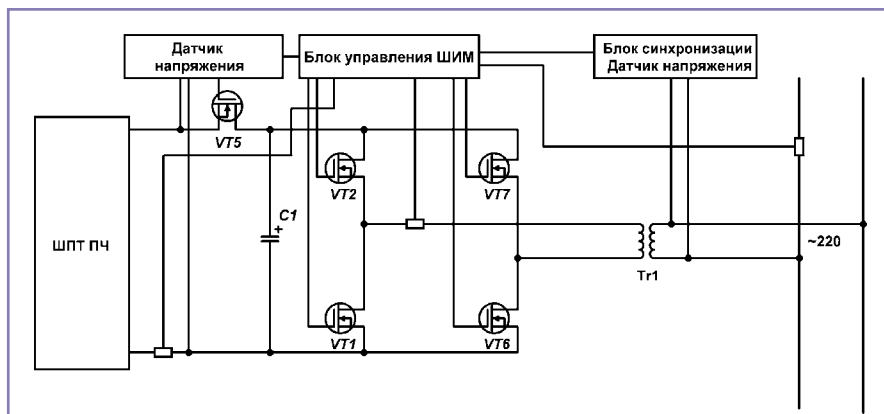


Рис. 1. Функциональная схема рекуператора.

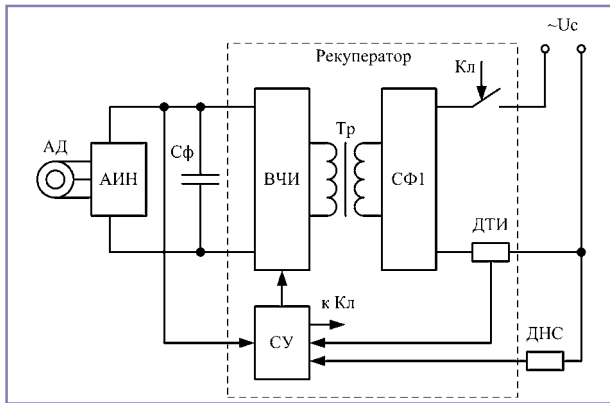


Рис. 2. Схема рекуператора.

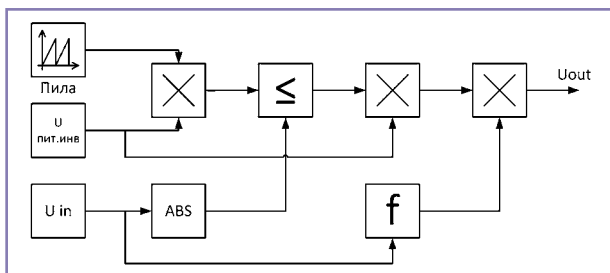


Рис. 4. Субмодель несимметричной ШИМ.

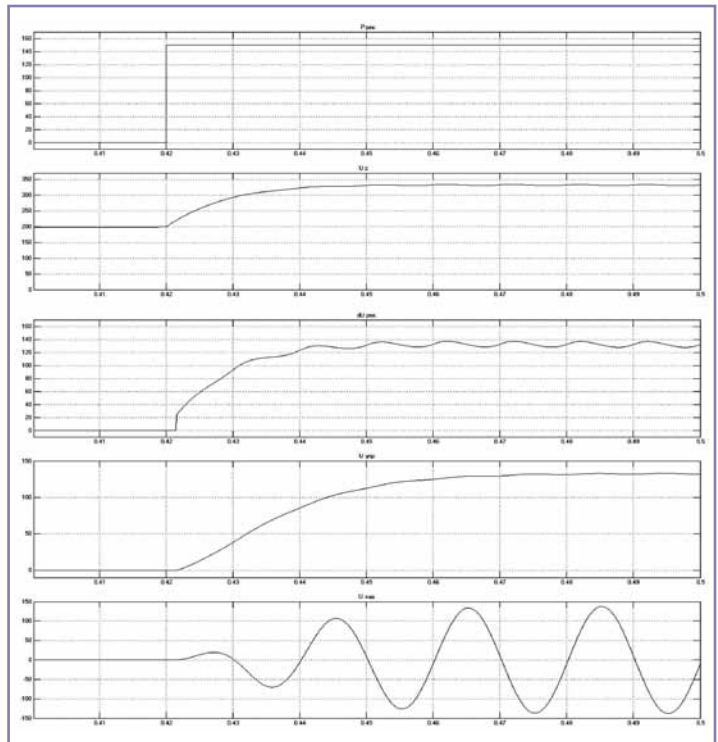


Рис. 3. Переходные процессы в рекуператоре.

dU , рекуператор включается чуть позже, чем электромашина переходит в генераторный режим. Необходимо некоторое время для заряда конденсатора, встроенного в ПЧ, и повышение напряжения на этом конденсаторе до уровня включения рекуператора. Подобное решение применяется в устройстве контроля напряжением ПЧ [3].

Рассмотрим подробнее схему рекуператора, позволяющую в ПЧ с АИН реализовать режим возврата энергии в сеть. Она построена на основе ВЧ инвертора, работа которого синхронизирована напряжением сети [6-8].

Схема рекуператора приведена на рис. 2. В двигательном режиме работы ток поступает на АИН от выпрямителя В. В режиме рекуперации направление тока изменяется.

Система управления (СУ) формирует ШИМ сигнал, модулированный и синхронизированный сигналом датчика напряжения сети (ДНС). В СУ поступает также сигнал обратной связи с датчика тока инвертора (ДТИ). Высокочастотный инвертор (ВЧИ) построен по мостовой схеме, в диагональ которой включен трансформатор (Тр), вторичное напряжение поступает на сглаживающий фильтр (СФ) и возвращается в сеть (Уст). Ключ (Кл) замкнут только в режиме рекуперации.

Оценим влияние широтно-импульсной модуляции (ШИМ) на работу рекуператора. Существует два вида ШИМ – симметричная и несимметричная. Несимметричной ШИМ называется модуляция, при которой на одном полупериоде синусоиды формируются сигналы одной полярности и на втором – сигналы противоположного

знака. С увеличением амплитуды управляющего сигнала длительность импульса также увеличивается. Несимметричная ШИМ при прочих равных условиях имеет меньшие пульсации тока и динамические потери на ключах, что является достоинством этой схемы.

Субмодель схемы несимметричной ШИМ (рис. 4) состоит из генератора пилообразного напряжения (ГПМ), сигнал которого умножается на напряжение питания инвертора $U_{пит.инв.}$ (для достижения равенства размерности опорного и пилообразного сигналов) и сравнивается с модулем напряжения сигнала задания U_{in} . Если напряжение ГПМ меньше уровня сигнала задания, то на выходе блока сравнения формируется выходное напряжение, равное нулю. Если сигнал задания превышает сигнал ГПМ, то блок сравнения формирует на своем выходе единицу. Этот сигнал умножается на напряжение $U_{пит.инв.}$, и ему присваивается знак сигнала U_{in} . Блок f определяет знак сигнала U_{in} . Напряжение на выходе широтно-импульсного преобразователя сохраняется до конца текущего

периода ГПМ. Субмодель несимметричной ШИМ в качестве входных сигналов использует сигнал задания и напряжение питания инвертора, которое определяет амплитуду выходного напряжения. Выходной сигнал представляет из себя широтно-импульсную модуляцию с амплитудой, равной величине, заданной сигналом $U_{пит.инв.}$, и скважностью, равной отношению сигнала U_{in} к сигналу $U_{пит.инв.}$

Модель рекуператора с несимметричной ШИМ представлена на рис. 5. Она содержит синусоидальный сигнал задания, сумматор сигнала ОС и сигнала задания, дискретный ПИД регулятор и субмодель широтно-импульсного модулятора, блок вычитания напряжения инвертора и сигнал блока, имитирующего работу сглаживающего дросселя, блок синусоидального напряжения сети. На вход дросселя поступает напряжение инвертора, на выходе формируется сигнал тока, протекающего через дроссель.

Настройка модели состоит в достижении минимума пульсаций тока на выходе при сигнале задания, равном нулю.

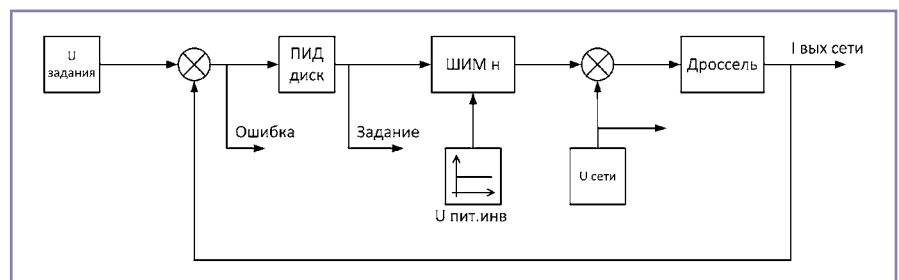


Рис. 5. Модель рекуператора с несимметричным широтно-импульсным преобразованием.

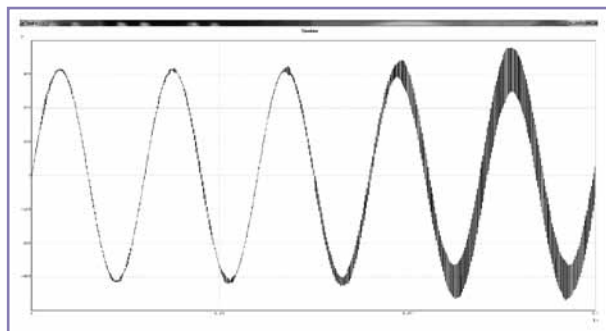


Рис. 6. Сигнал задания для ШИМ при пропорциональной составляющей ПИД регулятора выше оптимальной.

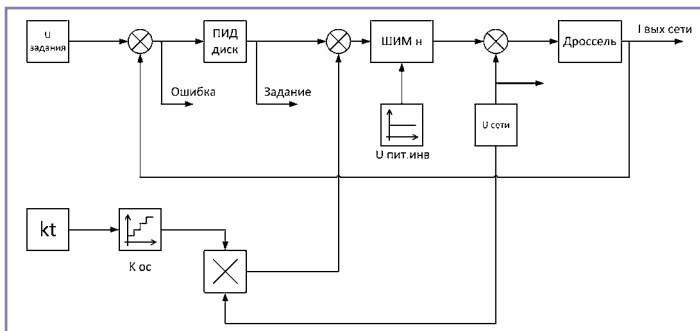


Рис. 7. Модель рекуператора с несимметричным ШИМ для исследования влияния второй обратной связи.

В этой модели возмущающим сигналом является синусоидальный сигнал – напряжение сети. Поэтому интегральная и дифференциальная составляющие ПИД регулятора не способны улучшить качество переходного процесса. Проверка различных значений ненулевых интегральной и дифференциальной составляющих подтверждает это. Увеличение пропорциональной составляющей выше оптимальной на 5% приводит к возникновению автоколебаний на выходе ПИД регулятора (рис. 6) и увеличению пульсации тока.

Уменьшение пропорциональной составляющей ухудшает параметры регулирования. Для пропорциональной составляющей меньше оптимальной на 5% амплитуда тока достигает 0,88. В случае оптимальной настройки пропорциональной составляющей амплитуда пульсации тока равна 0,83, при этом автоколебания на выходе регулятора незначительны и наблюдаются только около максимальных и минимальных значений синусоиды.

Видно, что система регулирования не справляется с возмущением в виде напряжения сети. Для компенсации ошибки предлагается использовать дополнительную обратную связь. Для этого сигнал напряжения сети суммируется с сигналом задания (рис. 7).

Модель снабжена блоком, позволяющим исследовать влияние глубины обратной связи на выходные пульсации тока. Это блок линейно возрастающего сигнала с кантованием по амплитуде,

выход которого формирует сигнал коэффициента обратной связи. Настройка блока такова, что для каждого периода синуса, сформированного синусоидальным источником «U сети», установлен свой коэффициент обратной связи, начиная с нуля и увеличиваясь с каждым последующим периодом на 0,1. На рис. 8 приведены графики напряжения сети, выходной сигнал тока и коэффициент исследуемой обратной связи. Видно, что оптимальные настройки для минимизации пульсаций на выходе находятся в пределах 0,6-0,7.

Наименьшая амплитуда пульсаций достигается при значении коэффициента обратной связи 0,63-0,64.

Модель рекуператора с двумя обратными связями имеет пульсации тока на выходе в 2,5 раза меньше, чем модель с одной обратной связью. Пульсации тока на выходе немногим превышают пульсации, обусловленные частотой ШИМ и сглаживающего дросселя.

Рассмотрим работу схемы с симметричной ШИМ. При работе такой ШИМ одновременно открыты 2 ключа одной из диагоналей моста. Недостатком такого управления является повышенная пульсация тока по сравнению с несимметричной ШИМ, а достоинством – симметричная нагрузка ключей и более простое управление.

Субмодель такой ШИМ представлена на рис. 9. Она состоит из генератора треугольных импульсов, сумматора, который обеспечивает смещение сигнала таким

образом, чтобы сигнал стал биполярным, блок умножения увеличивает амплитуду этого сигнала до напряжения питания инвертора.

Если задающий сигнал больше опорного сигнала, то знак напряжения на выходе второго сумматора будет отрицательным и на выходе субмодели будет $-U_{\text{пит. инв.}}$. Если сумма опорного сигнала и сигнала задания станет положительной, на выходе субмодели будет $+U_{\text{пит. инв.}}$.

Амплитуда пульсации тока на выходе модели с симметричной схемой ШИМ имеет несколько большие значения, чем в схеме с несимметричной модуляцией.

Одиночная обратная связь не может полностью скомпенсировать сигнал ошибки. Для компенсации этой ошибки так же, как и в случае несимметричной ШИМ, введем дополнительную обратную связь. Исследуем влияние глубины обратной связи на выходные пульсации тока.

Так же, как и в модели для несимметричной ШИМ (рис. 7), используем дополнительный блок – линейно возрастающий сигнал и кантование его по амплитуде. Настройка этого блока такова, что для каждого периода синуса, сформированного синусоидальным источником «U сети», установлен свой коэффициент обратной связи, начиная с нуля и увеличиваясь с каждым периодом на 0,1. На рис. 10 приведены графики выходного сигнала тока и коэффициента исследуемой обратной связи. Исследование модели с симметричной ШИМ позволяет определить оптимальный коэффициент

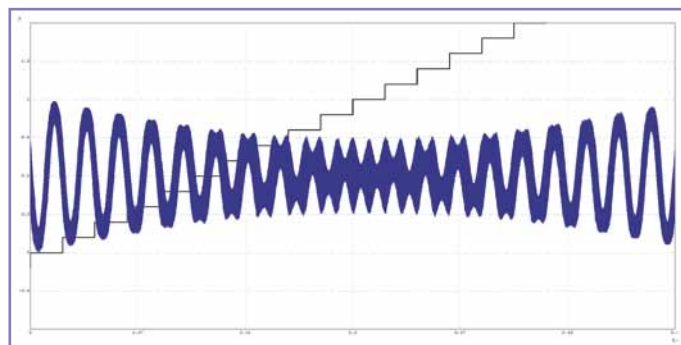


Рис. 8. Напряжение сети, выходной сигнал тока и коэффициент исследуемой обратной связи при изменении КОС от 0 до 1.

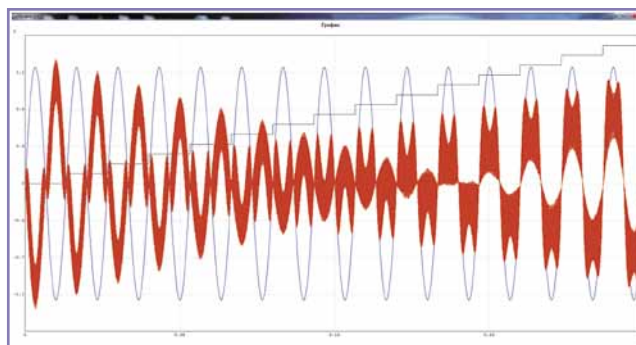


Рис. 9. Субмодель рекуператора с симметричным ШИМ.

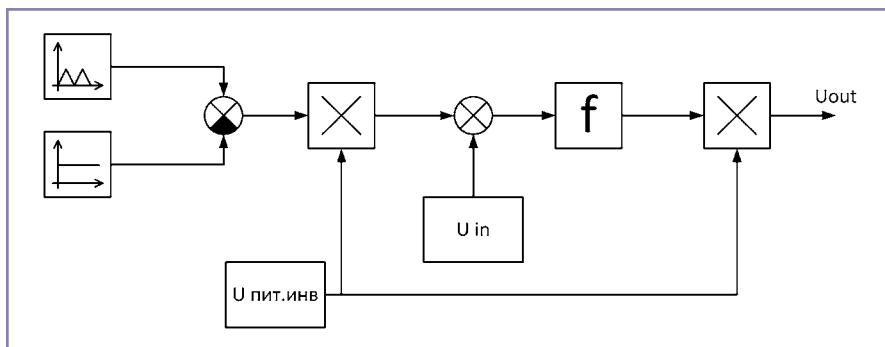


Рис. 10. Выходной сигнал тока и коэффициент исследуемой обратной связи.

обратной связи от 0,7 и до 1,1. Амплитуда выходного тока в этом случае выше, чем в схеме с несимметричной ШИМ.

Несимметричный широтно-импульсный модулятор имеет на выходе амплитуду пульсации на 36 процентов меньше, чем симметричный при оптимальных настройках обратных связей в рассматриваемых схемах.

Несимметричный ШИМ также имеет меньшие динамические потери на ключах. Недостатком несимметричной ШИМ является неравномерность нагрузки на верхние и нижние силовые ключи.

Проведенные исследования и анализ результатов моделирования работы рекуператора и различных режимов ШИМ позволяют сделать следующие выводы:

- использование рекуператора в частотно-регулируемом электроприводе повышает его КПД;
- в целях повышения эффективности работу рекуператора необходимо синхронизировать напряжением сети;
- применение ШИМ позволяет снизить вес и габариты устройства;
- несимметричный ШИМ имеет меньший уровень пульсаций, чем симметричный;
- для снижения уровня пульсаций тока в рекуператоре необходимо использовать дополнительную обратную связь по напряжению сети.

Литература:

1. Браславский И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод / М.: АСАДЕМА, 2004. – 256 с.
2. Дудкин М.М. Однофазные обратимые преобразователи напряжения для улучшения качества электрической энергии в сетях ограни-

ченной мощности / Практическая электроника. 2012. №2. с. 19-27.

3. Новиков П.П. Контроль напряжения ПЧ / Силовая электроника – 2012 – № 2 с. 34-36.

4. Муркин М.Н., Земан С.К., Ярославцев Е.В. Исследование коммутационных процессов в инверторе тока // Известия ТПУ. 2009. №4.

5. Доманов В.И., Доманов А.В., Шириев А.Р. Синтез энергоэффективной системы управления двигателем переменного тока // Промышленные АСУ и контроллеры. 2013. №9. С. 8-14.

6. Горнякин Д.В., Мыцык Г.С. Трехфазная мостовая инверсионная схема в режиме компенсатора реактивной мощности / Практическая электроника. – 2012. – №1. с. 13-17.

7. Дудкин М. М. Энергетические характеристики однофазных обратимых преобразователей напряжения с различными законами модуляции // Практическая силовая электроника. – 2010. – № 2 (38). – с. 25-32.

8. Jacobina С.В.; dos Santos, E.C.; Single-phase input reduced switch count AC-AC drive systems Correa, M.B.R.; da Silva, E.R.C. Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005. з. 2505-2511. Vol. 4.

Доманов Виктор Иванович – родился в 1950 году. В 1972 году окончил Ульяновский политехнический институт по специальности «Авиаприборостроение». В 1980 году защитил кандидатскую диссертацию по теме: «Методика расчета и исследования следящих систем с устройствами упреждающей коррекции для токарных станков с ЧПУ». Кандидат технических наук, доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» энергетического факультета УлГТУ. Имеет 144 научных труда, автор 16 изобретений.

Доманов Андрей Викторович – родился в 1976 году. В 1999 году окончил Ульяновский государственный технический университет по специальности «Измерительно-вычислительные комплексы и системы». В 2002 году защитил кандидатскую диссертацию по теме: «Разработка и исследование электроусилителя рулевого управления легковых автомобилей на основе бесконтактных двигателей». Кандидат технических наук, доцент, заместитель директора Научно-исследовательского технологического института УлГУ. Имеет 107 научных трудов, автор 11 изобретений.

Шириев Анатолий Ринатович – родился в 1988 году. Окончил в 2010 Ульяновский государственный технический университет по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». Аспирант по специальности «Электротехнические комплексы и системы» энергетического факультета УлГТУ. Имеет ряд публикаций в области электроники и электромеханики.

Domanov Viktor – was born in 1950. In 1972 he graduated from Ulyanovsk Polytechnic Institute specializing in «Aircraft instrumentation». In 1980 has protected Ph. D. thesis by the theme «The method of calculation and research tracking systems with pre-emptive corrective devices for lathes numerically controlled». Ph. D., docent of sub-facility «Electric drives and automation of industrial installations» in Ulyanovsk State Technical University. He has 144 scientific publications, author of 16 inventions.

Domanov Andrey – was born in 1976. In 1999 he graduated from Ulyanovsk State Technical University specializing in «The measuring-computing complexes and systems». In 2002 has protected Ph. D. thesis by the theme «Development and investigation of electrical power steering of passenger cars on the basis of contactless engines». Ph. D., docent, Deputy Director of Scientific-Research Technology Institute of Ulyanovsk State University. He has 107 scientific publications, author of 11 inventions.

Shiriyev Anatoly – was born in 1988. Graduated in 2010 Ulyanovsk State Technical University Institute specializing in «Power and automation of industrial plants». Graduate student majoring in «Electrical equipment and systems» of USTU Energy faculty. He has several publications in the field of electronics and electro.

Гибридный быстродействующий автоматический выключатель на номинальный ток 250 А

// Hybrid high-speed circuit breaker the rated current of 250 A //

Мурадов Э.Ш.,
ООО «Технос», г. Екатеринбург

В статье изложены результаты разработки и исследования нового гибридного быстродействующего автоматического выключателя постоянного тока производства ООО «Технос» (г. Екатеринбург). Описана работа выключателя и приведена его структурная блок-схема. Выключатель имеет электронный модуль отключения тока до номинального значения любого направления, электромагнитный механизм для отключения токов недопустимых перегрузок и токов короткого замыкания, последовательное магнитное дутье, электронные датчики тока и направления тока, датчики контроля температуры силовых транзисторов и микропроцессорную систему управления, что позволяет аппарату отключать токи любой величины (в заданных пределах) и любого направления, а также повысить коммутационную способность выключателя и уменьшить эксплуатационные расходы.
Ключевые слова: гибридный выключатель автоматический быстродействующий, электробезопасность городского электротранспорта, номинальный коммутационный ресурс, критическая коммутационная способность, критический ток, последовательное магнитное дутье, электронный модуль отключения тока, силовой транзистор, контроллер, датчик температуры, датчик направления тока, структурная блок-схема выключателя.

В настоящее время в промышленности и на транспорте имеется большое количество цепей постоянного тока, например, для электропривода прокатных станов, для электролиза чистых элементов и химических соединений, для рафинирования и электрохимического осаждения металлов, для привода подвижных объектов городского электротранспорта (ГЭТ) – метро, троллейбусов, трамваев. На части железных дорог применяется система привода подвижного состава постоянным током. Для защиты цепей постоянного тока от действия токов перегрузки и коротких замыканий (КЗ) повсеместно применяются автоматические быстродействующие выключатели (АБВ). Серийно выпускаемые

The article presents the results of research and development of a new hybrid high-speed DC circuit breaker produced by LLC «Technos» (Yekaterinburg). The operation of the circuit breaker is described and it's flow diagram is presented in the article. The circuit breaker has an electronic module of current interruption to nominal value of any direction, electromagnetic mechanism to disable the current unacceptable overload and SC currents, consistent magnetic blowout, electronic current transducer and current direction, high power transistors temperature control sensors and microprocessor control system that allows the unit to break currents of any size (within specified limits) and any direction, as well as to increase the switching capacity of the circuit breaker and reduce operating expenses.

Keywords: hybrid high-speed automatic circuit-breaker, electrical safety of urban electric transport, nominal commutation life, critical switching capacity, critical current, consistent magnetic blowout, packaged electronic circuit of current interruption, power transistor, controller, temperature sensor, current direction sensor, flow diagram of circuit breaker.

в настоящий момент выключатели постоянного тока коммутируют ток в цепи путем ее разрыва контактами, зажигающуюся дугу при этом гасят с помощью всевозможных методов – от простого растягивания дуги до дробления в деионных решетках дугогасительных камер.

С целью придания АБВ постоянного тока новых потребительских свойств и существенного отличия от предшествующих конструкций (при этом экономическая выгода нового изделия была очевидной) целесообразно провести анализ основных параметров и потребительских свойств выключателей данного типа, выпускаемых отечественными и некоторыми зарубежными производителями. Практически у всех

рассмотренных АБВ обнаруживаются параметры, которые нельзя назвать полностью негативными, но тем не менее любой производитель этого оборудования хотел бы либо улучшить их, либо полностью избавиться от них. Остановимся на двух важных характеристиках быстродействующих выключателей.

1. Номинальный коммутационный ресурс выключателя – это количество операций, то есть количество циклов включения-отключения, которое может совершить выключатель, коммутируя цепь с номинальным током при номинальном напряжении без поломок и серьезного технического обслуживания.

Этот параметр напрямую зависит от контактной системы коммутационного аппарата, обеспечивающей непрерывность электрической цепи. Поскольку в процессе замыкания и размыкания электрических цепей участвуют как минимум два контакта – в АБВ, как правило, устанавливаются подвижный и неподвижный контакты – номинальный коммутационный ресурс аппарата зависит от величины силы контактного нажатия (КН). Хотя было бы вернее понятие «контактное нажатие» назвать «давлением силы контактного нажатия на площадь контактирования». В практике расчета величины силы КН расчетные значения обычно рассматриваются лишь как оценочные, которые непременно должны уточняться сравнением с опытными данными. Обусловлено это многообразием факторов, влияющих на процессы в контактах, многие из которых неоднозначны и нередко имеют случайную природу. С другой стороны, для получения формул расчета необходимой величины силы КН в настоящее время используются лишь тепловые физические процессы. В качестве основного условия для этого принимается допустимая величина абсолютной (в градусах Кельвина) температуры нагрева контакта T_k и площади контактирования T_n . При таких исходных положениях расчетное значение необходимой величины силы нажатия F_k в одноточечном контакте на ток I определяется выражением

$$F_k = \frac{I^2 A_n \pi H}{16 \lambda^2 \arccos^2(T_k/T_n)} \quad (1)$$

где $A_n = 2,33 \div 2,37 \cdot 10^{-8}$ (В/К)² – физическая константа – постоянная Лоренца;

H – твердость по Бринеллю контактного материала; λ – теплопроводность.

Хотя расчетное значение силы в многоточечном контакте должно обеспечиваться в каждой точке, это не приводит к повышению общей силы. Наоборот, требуемое нажатие практически пропорционально снижается, поскольку расчетный ток делится между этими точками, а сила пропорциональна квадрату силы тока. В целом необходимая удельная величина нажатия в контактах специализированных аппаратов, приспособленных к условиям работы на подвижных установках, находится в пределах $0,3 \div 0,4$ Н/А.

Среди множества требований к контактным соединениям в качестве основных можно выделить следующие: малое переходное сопротивление, низкое КН, возможность работы при различной степени загрязненности воздуха, наименьшая подверженность свариванию и залипанию, большая работоспособность при высоких температурах, высокая механическая и электрическая износостойкость, улучшенная проводимость, незначительная подверженность эрозионным явлениям. Также свойства контактных материалов должны способствовать сходу электрической дуги на дугогасительные рога и ускорять процессы деионизации в ней.

От формы и состояния поверхности коммутирующих контактов зависит ряд их параметров, таких как нагрев контактов, дугообразование в зоне контактирования и т.д. При любой чистоте обработки две металлургические детали будут соприкасаться не по всей видимой поверхности, а лишь в отдельных точках по микровыступам. Известно, что абсолютно гладкой поверхности не существует. Способ и степень чистоты обработки поверхностей с учетом материала контакт-детали во многом определяет зоны контактирования как для линейных, так и для точечных контактов. Основным параметром степени чистоты обработки является шероховатость поверхности. Шероховатость поверхности – это совокупность неровностей поверхности с относительно малыми шагами, выделенная с помощью базовой длины [1]. Базовая длина – параметр, отражающий способы технологии обработки поверхностей. Параметр шероховатости Ra – среднее арифметическое отклонение профиля; при классах шероховатости $8 \div 12$ базовая длина имеет значение $l = 0,25$ мм [2].

В наиболее популярных в настоящее время моделях шероховатость двух соприкасающихся контактных поверхностей эквивалентуется соприкосновением отдельных выступов в виде сферических сегментов с идеально гладкой поверхностью на одной из них [3]. В рамках этих моделей удалось выявить такие важные особенности контактирования, как пропорциональность фактической площади контактирования нагрузке и незначительное влияние нагрузки на фактическое дав-

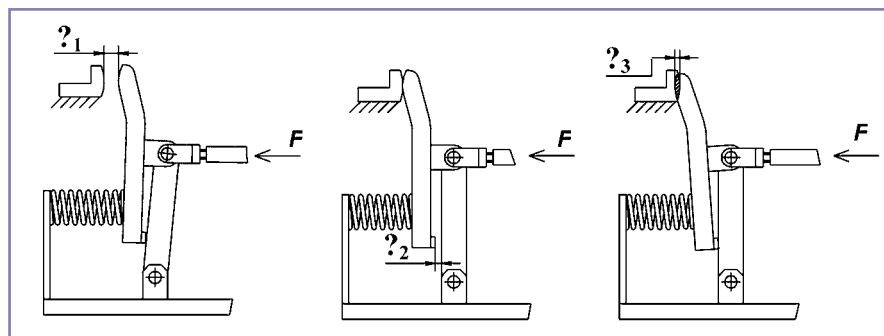


Рис. 1. Раствор и провал контактов: δ_1 – раствор (основная часть хода) контактов; δ_2 – индикатор избыточного хода (провала).

ление. В целом для увеличения площади фактического контактирования необходимо иметь хорошую плоскостность Π_s контактной поверхности с площадью S , которую можно определить для одной контакт-детали по формуле $\Pi_s = [k S / (h_{i \max} + h_{i \min})] 100\%$, где $h_{i \max}$ – расстояние от высших точек выступов наибольших максимумов до линии параллельной и средней и не пересекающей профиль, мм; $h_{i \min}$ – расстояние от низших точек впадин наибольших минимумов до этой же линии, мм; k – коэффициент, отражающий качество обработки контактных поверхностей и учитывающий способы их получения (штампованные, литейные и т.д.).

Качество контактной поверхности определяют не только микровыступы. Микровпадины также влияют на эффективность контактирования, задерживая ствол дуги на контактах и увеличивая трение дуги о контактные поверхности, что в дальнейшем воздействует на качество процесса дугогашения. При сближении контактов под давлением силы КН наиболее высокие микровыступы сминаются, тем самым увеличивая фактическую контактную поверхность. Микрорельеф поверхности определяет фактическую площадь соприкосновения контактов. Тонкая кристаллическая структура (субмикроструктура) поверхности создает не только физическую неоднородность, но также и геометрическую микронеровность, проявляющуюся в масштабах кристаллических образований [4]. Работа выхода, химическая и каталитическая активность и ряд других физических и физико-химических явлений, протекающих на атомном уровне, зависят от субмикроструктуры и типа выходящих на поверхность кристаллографических плоскостей. Микровыступы играют положительную роль в увеличении энергии активизации; поскольку она больше в остриях кристаллов, то на них более активно протекают различные процессы, и это, в свою очередь, вызывает химическую неоднородность поверхности [4]. Под истинным физическим контактом поверхностей двух тел следует понимать такое их сближение, когда между атомами (молекулами) одного тела и атомами (молекулами) другого начинается непосредственное взаимодействие, соизмеримое по

силе взаимодействия собственных атомов (молекул) внутри каждого тела. Для твердых кристаллических тел это расстояние приблизительно равно размерам кристаллической решетки [4].

При работе аппарата контакт-детали изнашиваются – теряют часть массы и объема в зоне контактирования за счет выгорания материала электрической дугой, испарения, окисления и других причин. Работоспособность изношенных и окисленных контактов обеспечивается кинематикой механизма. Механизм управления движением подвижного контакта после выбора основной части хода резервируется дополнительный избыточный ход (провал) – смещение точки контактирования на неподвижном контакте, например, за счет выгорания примаикающих к ней объемов контакт-деталей δ_3 (рис. 1).

Этой же цели служит проскальзывание точки контактирования по поверхности неподвижного контакта, при котором с поверхности сдирается окисная пленка и перекат для разделения точек начального и конечного контактирования. Обычно обе операции (и перекат, и проскальзывание) протекают одновременно. Совершенно очевидно, что контактный узел имеет ограниченный интервал времени надежной работы. Это время принято оценивать количеством коммутационных операций – коммутационной износостойкостью, которая обычно нормируется отдельно по коммутации аварийных токов и предельных рабочих токов. Действующие ГОСТы на автоматические выключатели и тяговые аппараты [5, 6] допускают три цикла включения-отключения (ВО) предельного аварийного тока с интервалом в две минуты без зачистки контактов, камеры и подрегулировки параметров срабатывания. Число циклов ВО рабочего тока не нормировано для автоматических выключателей, но рекомендуется инструктивными материалами директивных технических органов величиной в 5000 циклов. Механическая износостойкость – число циклов ВО без тока в главной цепи аппарата – тоже не нормируется; принимается теми же материалами как достаточная величина 50000 циклов.

Эксплуатация аппаратов с изношенными контактами допускается до тех пор, пока избыточный ход не уменьшится до

половины начального значения или до полного износа контактных накладок. После этого контакт-детали необходимо заменять. Ремонтпригодность и доступность изнашиваемых деталей – один из признаков технического совершенства конструкции аппарата. В качестве примера удачной конструкции по этому показателю можно привести контактную систему выключателя АВ-8 [7].

На технические характеристики рассматриваемого узла непосредственное воздействие оказывают физические свойства материала контактов. Основным контактным материалом в аппаратах, предназначенных для подвижных объектов ГЭТ, является твердотянутая медь с повышенными упругими свойствами. Умеренность значений рабочих токов и обусловленный этим отказ от встраивания в контактный узел дополнительных дугогасительных контактов определяют нецелесообразность применения серебра, также не нашла широкого применения металлокерамика на основе тугоплавких металлов (вольфрама и молибдена) из-за необходимости усиления КН. Тем не менее в ряде случаев оказывается оправданным применение композиции КМК на основе серебра и оксида кадмия (85% Ag, 15% CdO), широко используемой в коммутационных аппаратах общепромышленных типов.

В аппаратах ВБ 7м и ВБ 11, выпускаемых ООО «Технос» (г. Екатеринбург) для защиты электрооборудования от токов и недопустимых перегрузок и КЗ, композитный контактный материал КМК-А10М (СОК 15) использован для контактных накладок на оба контакта как мера повышения дугостойкости контактных деталей. Электрическая проводимость этого композита почти в два раза хуже серебра ($\rho_0 = 2,8 \cdot 10^{-8}$ Ом·м), однако при реальной толщине накладок (2 ÷ 3 мм) это не приводит к пропорциональному росту термической нагрузки на контактный узел. В выключателе ВБ 11/1-250/6 композитные накладки линейного типа контактирования устанавлены в контактной системе, в которой принята величина КН $F_k = (80 \pm 20)$ Н [8]. Такое нажатие обеспечивает установившуюся температуру медных контактов $J_k = 95^\circ\text{C}$ с превышением нагрева площадок фактического контактирования $\Delta T_n = 2,4^\circ\text{K}$. Параметры композита КМК-А10М при температуре нагрева контакт-деталей $J_k = 95^\circ\text{C}$: удельное сопротивление $\rho = 3,95 \cdot 10^{-8}$ Ом·м; теплопроводность $\lambda = 312,2$ Вт/м·град; микротвердость Н при $T_k = 368^\circ\text{K}$ и $T_{пл} = 1173^\circ\text{K}$ – Н = 822,6 МПа. Расчетная величина температуры площадок фактического контактирования T_n при $T_k = J_k + 273 = 368^\circ\text{K}$ определяется из соотношения (1) для линейного контакта, простейшее преобразование которого дает

$$T_n = T_k / \cos(0,25 \cdot I_{ном} \cdot K_n \cdot \sqrt{0,5 \pi A_L H / F_k} / \lambda) \quad (2)$$

$T_n = 371,5^\circ\text{K}$, значит, перегрев площадок составляет $\Delta T_n = T_n - T_k = 3,5^\circ\text{K}$.

Таким образом, установка накладок из композита СОК 15 при неизменном КН приводит к повышению перегрева зоны контактирования всего на $1,1^\circ\text{K}$, то есть практически не изменяет тепловой нагрузки на контактное соединение. Несмотря на удорожание контактного узла в выключателях ВБ 7м и ВБ 11, такое исполнение принято как мера повышения коммутационной стойкости аппарата. Для выключателя ВБ 11/1-400/6 с композитными накладками при тех же исходных условиях ($J_k = 95^\circ\text{C}$) изменение теплового состояния площадок фактического контактирования заметнее, то есть превышение над температурой тела контакта составляет 5°K . Такое превышение находится в допустимых пределах; при незначительной толщине накладок локальный незначительный рост их температуры не может изменить теплового режима тела контактов, тем более повлиять на характеристики термической и динамической стойкости, которые при рассматриваемых параметрах обеспечиваются со значительным запасом.

Применение металлокерамики не создает опасности сваривания главных контактов, но однозначно увеличивает механический ресурс. Оценка величины переходного сопротивления в модифицированном варианте контактного узла на номинальный ток 250 А при температуре нагрева $J_k = 95^\circ\text{C}$ и величине КН $F_k = 80$ Н составляет ($k_k = 0,03 \cdot 10^{-3}$ – коэффициент, отражающий свойства материала и состояние поверхности контакта; показатель степени – $m = 0,7$ – тип контакта по числу расчетных точек) $r_k = k_k / (F_k)^m = 8,28 \cdot 10^{-5}$ Ом и соответственно для аппарата ВБ 11/1-400/6 при нажатии $F_k = 140$ Н $r_k = 5,598 \cdot 10^{-5}$ Ом. Разность потенциалов на контакт-деталях $U_k = I_{ном} \cdot r_k$ составляет соответственно 20,7 мВ и 22,4 мВ в аппаратах ВБ 11/1-250/6 и ВБ 11/1-400/6, а мощность локальных дополнительных потерь P_k , сосредоточенных в зоне контактирования, – 5,2 Вт и 9,0 Вт. Выключатели ВБ 11/1-250/6 и ВБ 11/1-400/6, предназначенные для защиты трамвайных вагонов от токов недопустимых перегрузок и КЗ, прошли испытания на удвоенное число циклов по механическому ресурсу (100 000 ВО), а номинальный коммутационный ресурс – 5500 ВО. Хотя оба аппарата при этом оставались работоспособными, количество циклов ВО всё же невелико.

2. Все выключатели по коммутационным параметрам имеют критический ток, определяемый для тяговых аппаратов подвижного состава по [6], или наименьший отключаемый ток, определяемый для выключателей автоматических постоянного тока по [5], детальный анализ которых изложен в [9,10]. Здесь хотелось бы отметить одну их особенность: критические токи, которые увеличиваются в зависимости от увеличения номинального тока выключателя [6,9], находятся в зоне малых индуктивных токов, дуга критического тока в выключателе горит относи-

тельно долго или вообще не гаснет, что ведет к снижению ресурса и надежности выключателя или к его отказу. Сведение к минимуму диапазона критических токов приводит к усложнению конструкции и повышению себестоимости аппарата.

Например, у выключателя типа ВБ-13/1-400/6 [10,11,12,13], одной из лучших разработок ООО «Технос», механический ресурс составляет 150000 циклов, а номинальный коммутационный ресурс – 6000 циклов. Но для достижения отсутствия неотключаемых токов у выключателя внедрено комбинированное магнитное дутье – последовательно-параллельное дутье [10,14], даже при этом критический ток аппарата составляет 7 ÷ 14 А, а время гашения дуги при этих токах составляет 200 ÷ 300 мс.

Необходимость создания гибридных коммутационных аппаратов очевидна. В целях исключения диапазона критических токов в коммутационных аппаратах целесообразно применение электроники, однако полностью переводить отключение токов на электронные приборы было бы нерационально, так как в мощных приборах, если они даже имеются, выделяемые мощности (теряющиеся на тепловую энергию) существенны; испытательное напряжение коммутационных аппаратов измеряется десятками кВ; имеют место случайные факторы, например, обратный ток большей величины; напряжение другой полярности выше пробивного напряжения.

Отключение малых индуктивных постоянных токов могут выполнить электронные приборы, повышая при этом ресурс аппарата и его надежность. Это значение можно довести до номинального тока, при этом нельзя забывать, что весь ряд номинальных токов охватить невозможно. Токи свыше номинальных, недопустимые перегрузки и КЗ лучше всего отключать гальванической развязкой. В реальной эксплуатации выключатель коммутирует в основном токи от нуля до номинального, срабатывание выключателя при воздействии токов КЗ происходит крайне редко, если это, конечно, не специализированная цепь постоянного тока (например, цепь испытательной установки, где имитируются токи КЗ). Поэтому для увеличения ресурса выключателя в целом следует повышать коммутационный ресурс отключения токов от нуля до номинального. Для улучшения потребительских свойств выключателя в идеальном случае было бы хорошо, если бы механический ресурс аппарата совпадал с его коммутационным ресурсом, независимо от того, какие токи он отключает. Это, в свою очередь, даст увеличение межремонтного промежутка и снижение объема работ по обслуживанию выключателя. Здесь наиболее перспективными являются выключатели-гибриды постоянного тока на управляемых полупроводниковых элементах.

Существует множество способов создания гибридных аппаратов, несмотря на

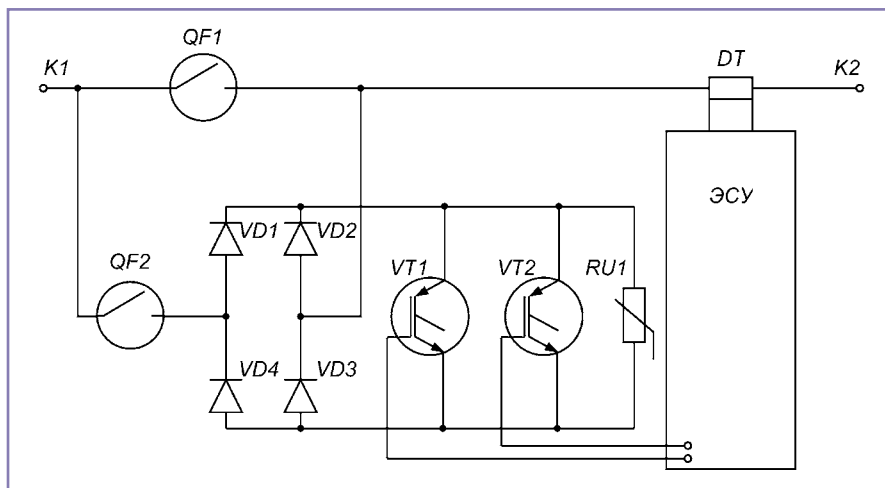


Рис. 2. Упрощенная принципиальная схема гибридного выключателя: K1, K2 – выходы выключателя, QF1 – главные контакты выключателя с дугогасительной камерой, QF2 – контактор для подключения модуля отключения тока, VD1, VD2, VD3, VD4 – силовоточные диоды, VT1, VT2 – силовоточные транзисторы, RU1 – варистор, ЭСУ – электронная система управления, DT – датчик тока.

это, сегодня надежный в эксплуатации гибридный аппарат отсутствует [15,16,17,18]. Из схемотехнических решений гибридных аппаратов видно, что внедрение в схему дополнительных элементов или узлов влечет за собой очередные проблемы, которые увеличивают вероятность отказов работы аппаратов и не позволяют их применять в этом виде в эксплуатации [19,20]. Упрощенная схема аппарата, приведенная на рис. 2, в этом направлении заслуживает внимания и является наиболее совершенной для решения поставленных задач с обеспечением полной гальванической развязки с учетом реальных условий эксплуатации.

Для основной схемы аппарата была принята гибридная схема с отключением токов от нуля до номинального путем увеличения сопротивления с помощью мощных транзисторов с одновременным отведением индуктивной энергии цепи в батарею варисторов. Для отключения токов перегрузок и КЗ применяется дугогасительная камера с деионной решеткой, с оснащением камеры последовательным магнитным дутьем.

Работает выключатель следующим образом. В рабочем режиме главные контакты QF1 замкнуты, контактор QF2 разомкнут и модуль отключения тока не работает. При появлении тока КЗ датчик тока DT фиксирует аварийный режим и выдает сигнал на отключение, главные контакты QF1 расходятся, дуга под воздействием магнитного дутья загоняется в деионную решетку и гаснет. Иная ситуация возникает, если ток в цепи не превышает номинального. При подаче сигнала на отключение вначале замыкается контактор QF2, открываются транзисторы VT1 и VT2. Ток начинает течь через выпрямительный мост и через транзисторы VT1 и VT2, шунтируя главные контакты QF1. После этого подается команда на размыкание главных контактов QF1, они размыкаются, при этом дуга не образуется, так как кон-

такты шунтированы. Затем транзисторы VT1 и VT2 начинают увеличивать сопротивление проходящему через них току. Подобное явление аналогично зажиганию дуги на контактах. При повышении сопротивления транзисторов на них повышается напряжение. Для сброса излишней энергии сети параллельно выводам транзисторов подключен варистор RU1. При определенном напряжении варистор RU1 резко уменьшает сопротивление, снимая излишнюю энергию сети и превращая ее в тепло. После снижения тока до нуля и полного закрытия транзисторов контактор QF2 замыкается и модуль отключения тока выключается, главные контакты разомкнуты без горения дуги. Цепь постоянного тока разомкнута с видимыми разрывами.

В результате проведенных экспериментов и подбора необходимых полупроводниковых элементов были получены неплохие результаты, которые показывают, что данная разработка может быть применена в промышленном масштабе.

Для надежной работы диодов выпрямительного моста VD1-VD4 в схему были введены дополнительные RC-цепочки, подключенные параллельно диодам, что дает значительное снижение напряжения при коммутации, а для надежной работы самого диодного моста был введен варистор параллельно входу модуля отключения тока. Для стабильного функционирования транзисторов во всех режимах аппарата в схему дополнительно введена параллельно силовым входам RC-цепочка, активное сопротивление которой шунтировано диодом.

Электронная система управления выключателем при эксплуатации должна обеспечить достаточно сложные алгоритмы работы, поэтому работой выключателя управляет микропроцессор, и при внесении в его программу изменений появилась возможность управлять с его помощью и работой модуля отключения тока. Для изолирования выводов управления полупроводникового модуля от выводов ЭСУ была введена полная гальваническая развязка на оптопарах. Для сброса энергии сети был подобран варистор с порогом включения в работу 800 В, транзисторы и диоды моста имеют номинальное напряжение 1500 В. Такое схемотехническое решение (рис. 2) стало основой разработки гибридного АБВ, предназначенного для защиты цепей постоянного тока подвижного состава ГЭТ с номинальным напряжением 550 В, номинальным током 250 А и отсутствием критических токов, в котором коммутационный ресурс равен механическому.

На рис. 3 представлена структурная схема гибридного выключателя ВБ 15, построенная на основе электромеханического выключателя ВБ-7 (производства ООО «Технос») с полупроводниковым модулем отключения тока, который позволяет из определенных модулей создавать разные типы исполнения выключателей на разные номинальные напряжения и ряды тока для различных условий работы по требованиям заказчика [21, 22, 23]. При этом номиналь-

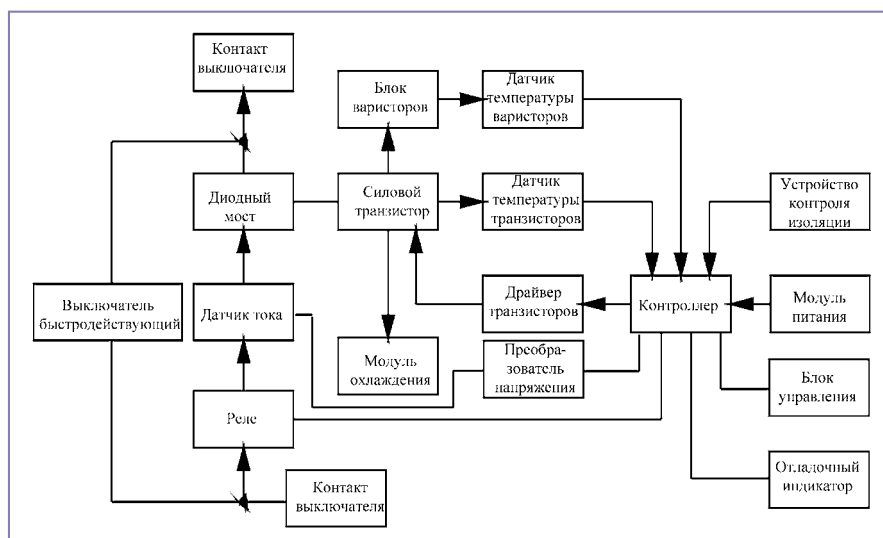


Рис. 3. Структурная схема гибридного выключателя ВБ 15-250/6.

ный коммутационный ресурс повысился практически до механического, даже более, так как дуга в камере при отключении тока до номинального значения не горела, одновременно была решена проблема критических и неотключаемых токов. Кроме того, появляется возможность решать отключения токов перегрузки величиной до $2I_{ном}$ полупроводниковым блоком.

Ниже приведены краткие пояснения важных блоков выключателя ВБ-15, а исчерпывающую информацию по этому аппарату можно получить в [23].

Модуль питания обеспечивает низковольтное питание выключателя и служит для формирования требуемых уровней напряжений, а также для защиты входов и выходов станции управления от перенапряжений, которые могут возникнуть в цепях питания собственных нужд троллейбуса либо от катушки электромеханического выключателя в момент отключения, либо в той ситуации, когда включающий

ток в этой же катушке переходит в режим удерживающего тока, то есть в предвключенное положение электромеханического выключателя. **Устройство контроля изоляции** измеряет текущее сопротивление изоляции в той цепи, где аппарат установлен, и передает ее значение в контроллер. **Блок управления** обеспечивает вход УЗО (устройство защитного отключения) и РМН (реле минимального напряжения), в том числе и подачу питания +24 В и -24 В, кроме того, имеющийся в этом блоке интерфейс обмена информацией со станцией управления выключателя позволяет устанавливать его в кабину водителя троллейбуса. Работа **отладочного индикатора** заключается в фиксировании количества сработок по коммутационному и механическому ресурсам и некоторых эксплуатационных данных («черный ящик»). **Контроллер** или головной модуль управляет всеми модулями выключателя. Он принимает сигналы с датчиков тока,

датчиков температур, датчиков напряжений, опрашивает их через определенные промежутки времени на случай обрыва связи, реализует протокол помехозащищенного обмена информацией, хранит в себе статистическую информацию о времени работы выключателя, отключаемых токах, их направлении, времени гашения, израсходованном коммутационном и механическом ресурсе, выдает имеющуюся информацию о какой-либо неисправности на пульт управления в кабину водителю. Также головной блок имеет часы реального времени и энергонезависимую память для ведения протоколов работы. **Датчик температуры варисторов** измеряет температуру варисторов и передает информацию в контроллер. **Датчик температуры транзисторов** измеряет температуру транзисторов и передает информацию в контроллер. Датчики температуры транзисторов и варисторов построены на одном и том же принципе. Основу датчика

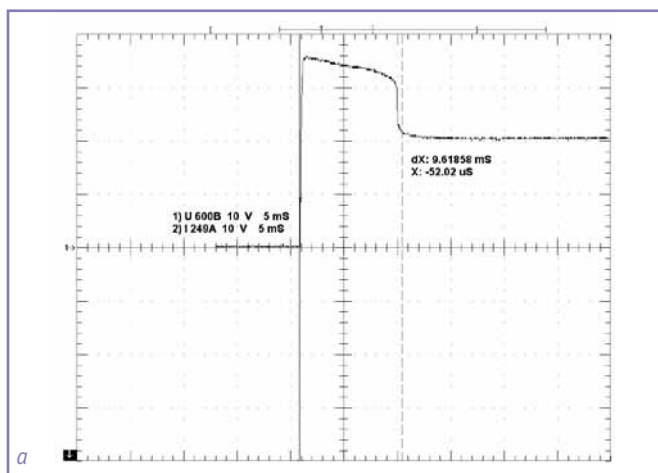


Рис. 4а. Осциллограмма напряжения на контактах выключателя при отключении тока электронным модулем: номинальное напряжение 600 В; коммутируемый ток 249 А; индуктивность цепи 0,087 Гн; $L/R=0,00803$ с; максимальное перенапряжение 800В; полное время отключения тока 9,7 мс

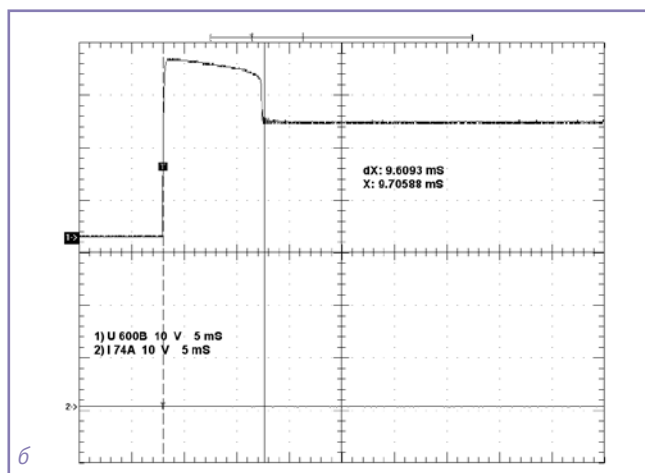


Рис. 4б. Осциллограмма напряжения на контактах выключателя при отключении тока электронным модулем: номинальное напряжение 600 В; коммутируемый ток 74 А; индуктивность цепи 0,087 Гн; $L/R=0,00803$ с; максимальное перенапряжение 800В; полное время отключения тока 9,7 мс

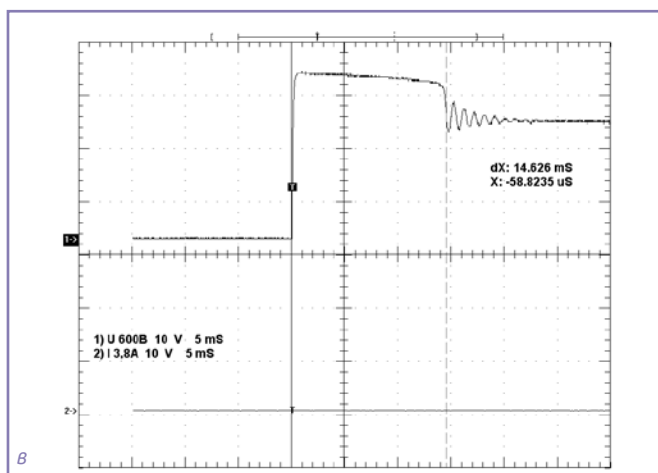


Рис. 4в. Осциллограмма напряжения на контактах выключателя при отключении тока электронным модулем: номинальное напряжение 600 В; коммутируемый ток 3,8 А; индуктивность цепи 2,76 Гн; $L/R=0,01312$ с; максимальное перенапряжение 800 В; полное время отключения тока 14,6 мс

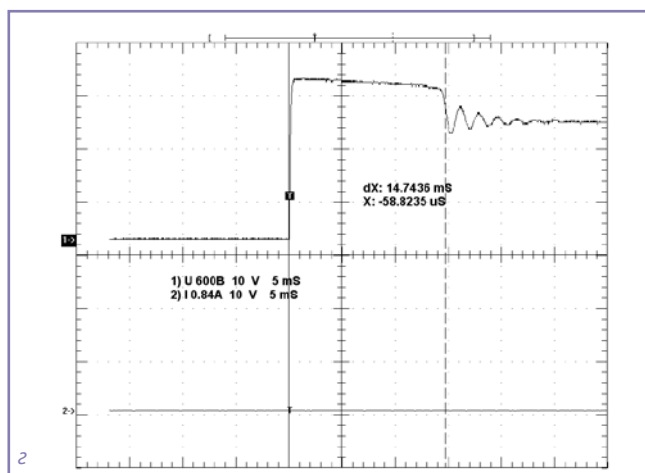


Рис. 4г. Осциллограмма напряжения на контактах выключателя при отключении тока электронным модулем: номинальное напряжение 600 В; коммутируемый ток 0,84 А; индуктивность цепи 11,97 Гн; $L/R=0,01264$ с; максимальное перенапряжение 800В; полное время отключения тока 14,7 мс

температуры транзисторов составляет контроллер, который оцифровывает сигнал с контактного датчика температуры силовых транзисторов. **Драйвер транзисторов** формирует необходимые управляющие сигналы для коммутации транзистора. **Преобразователь напряжения** принимает сформированный сигнал с датчика тока и передает, преобразуя, в контроллер для управления выключателем.

Блок варисторов или блок ограничений перенапряжений защищает силовой транзистор от перенапряжений, возникающих при его коммутации, поглощает индуктивную энергию при закрывании силовых транзисторов и состоит из последовательно-параллельно соединенных супрессоров и токовыравнивающих резисторов. **Силовой транзистор**, работающий в режиме ключа, осуществляет коммутацию индуктивного малого тока до номинального тока включительно и супрессорами защищен от статического электричества.

Модуль охлаждения стабилизирует параметры силового транзистора и охлаждает его путем передачи тепла через радиаторы. **Диодный мост** выпрямляет отключаемый малый ток, так как направление тока в неполяризованном выключателе может быть любым. **Датчик тока** основан на эффекте Холла – измеряет текущий по выключателю ток и передает информацию в контроллер через преобразователь напряжения.

Реле осуществляет гальваническую развязку между контактами выключателя и коммутируется в бестоковом режиме. **Быстродействующий выключатель** выполняет функцию основного проводника тока и защитного устройства от КЗ и перегрузки, а также обеспечивает гальваническую развязку с двумя видимыми разрывами. **Контакт выключателя** – силовые контакты быстродействующего выключателя. Алгоритм программы одного из возможных вариантов работы микропроцессорного датчика тока на базе микропроцессора ATMEGA 8515 состоит из многочисленных операций: переход на фрагмент инициализации устройства, фрагмент первоначальной инициализации микропроцессора, обмен информацией с аналого-цифровым преобразователем, считывание битов, сравнение данных АЦП с уставками, формирование импульса сброса ошибки при соответствии результатов измерения уставкам ит.д. В измерительном узле датчика тока также может использоваться микроконтроллер AT89S51-24PU. Текст программы на ассемблере для этого микроконтроллера тоже показал себя жизнеспособным.

Изготовленный модуль отключения тока показал прекрасные результаты при испытаниях на реальной коммутационной установке. В качестве примера на рис. 4а, б, в, г приведены осциллограммы напряжения на контактах выключателя при отключении тока модулем. Испытанный вариант выключателя показал полное отсутствие критического тока, малое время отключения малых и номинальных токов

при различных напряжениях, токах и индуктивностях коммутируемой цепи. В настоящее время идет конструкторская разработка выключателя с целью уменьшения габаритов выключателя. В частности, изменения должны коснуться дугогасительной камеры и магнитного дутья, так как камера будет предназначена для отключения токов, превышающих номинальные. Полупроводниковый модуль отключения тока в настоящее время проходит испытания на ресурс и надежность.

В заключении хотелось бы отметить, что гибридный выключатель ВБ 15, изготовленный на базе выключателя ВБ 7/2-250/6, стал дороже базового аппарата на 10%. Однако при сравнении этого аппарата с ВБ 13 [10,13] удорожание составило не более 5%. Увеличение номинального коммутационного ресурса с 5000 до 15000 ВО и исключение неотключаемых токов, да и критических токов, этого стоит.

Литература:

- ГОСТ 25142-82. Шероховатость поверхности. Параметры и характеристики. Взамен ГОСТ 2789-75; введ. 1975-01-01. – М.: Изд-во стандартов, 1982. – 8 с.
- Анурьев В.И. Справочник конструктора – машиностроителя: в 3-х т. Т. 1 – 8-е изд., перераб. и доп. Под ред. И. Н. Жестковой. – М.: Машиностроение, 2001. – 920 с.: ил.
- Мышкин, Н. К. Электрические контакты / Н.К. Мышкин, В.В. Кончин, М. Браунович. – Интеллект, 2008. – 560 с.: ил.
- Намиток, К.К. Электроразрядные явления / К.К. Намиток. – М.: Энергия, 1978. 456 с.: ил.
- ГОСТ 2585-88. Выключатели автоматические быстродействующие постоянного тока. Общие технические требования. – Взамен ГОСТ 2585-81; введ. 1988-01-01. – М.: Изд-во стандартов, 1988. – 29 с.
- ГОСТ 9219-88. Аппараты электрические тяговые. Общие технические требования. – Взамен ГОСТ 9219-75; введ. 1990-01-01. – М.: Изд-во стандартов, 1988. – 33 с.
- Мурадов Э.Ш. Автоматические быстродействующие выключатели для трамваев / Э.Ш. Мурадов, А.А. Грицук. – Екатеринбург: Астра, 2006. – 234 с.
- Выключатель автоматический: пат. на промышленный образец № 76376 Рос. Федерация : RU 76736 МКПО 13-03 / Мурадов Э.Ш.; заявитель и патентообладатель Общество с ограниченной ответственностью Технос. – № 2009500672; заявл. 17. 03. 2009; опубл. 18.10. 2010. – 4 с.: ил.
- Мурадов, Э.Ш. Быстродействующие выключатели ООО «Технос». Ч. 1 / Э. Ш. Мурадов – Екатеринбург: Полиграфист, 2008. – 260 с.
- Мурадов, Э.Ш. Быстродействующий автоматический выключатель для повышения электробезопасности городского электротранспорта / Э.Ш. Мурадов, // Электро. Электротехника. Электроэнергетика. Электротехническая промышленность. – 2014. – № 1.
- Выключатель быстродействующий автоматический постоянного тока: пат. на изобретение № 2310945 Рос. Федерация: RU 2310945 С1 Н 01 Н 77/08 / Э.Ш. Мурадов и др.; заявитель и патентообладатель ООО Технос. – № 2006102630; заявл. 20.11.2007; опубл. 20.11.2007, Бюл. № 32. – 6 с.: ил.
- Выключатель автоматический быстродействующий: пат. на изобретение № 2356121 Рос. Федерация: RU 2356121 С1 (51) Н 01 Н 77/06 / Э.Ш. Мурадов и др.; заявитель и патентообладатель ООО Технос. – № 2007140637/0; заявл.

01.11.2007; опубл. 20.05.2009, Бюл. № 14. – 5 с.: ил.
13. Грицук А.А., Силовые электромагнитные механизмы в быстродействующих выключателях / А.А. Грицук, Э.Ш. Мурадов. – Екатеринбург: Банк культурной информации, 2014. – 316 с.

14. Мурадов, Э.Ш. Быстродействующие выключатели ООО «Технос». Ч. 2 / Э.Ш. Мурадов, А.А. Грицук. – Екатеринбург: Сред.-Урал. кн. изд-во, 2008. – 264 с.: ил.

15. Могилевский, Г.В. Гибридные электрические аппараты низкого напряжения / Г. В. Могилевский. – М.: Энергоатомиздат, 1986.

16. Электрические и электронные аппараты: учеб. / под ред. Ю.К. Розанова. – М.: Энергоатомиздат, 1998.

17. Способ управления гибридным коммутационным аппаратом и гибридный коммутационный аппарат для его осуществления: пат. на изобретение № 2267184 Рос. Федерация: RU 2267184 С1 Н 01 Н 77/00 / В.В. Шипицын, Э.Ш. Мурадов и др.; заявитель и патентообладатель Общество с ограниченной ответственностью Технос. – № 2004117367/09; заявл. 07.06.2004; опубл. 27.12.2005, Бюл. № 36. – 3 с.: ил.

18. Гибридный коммутационный аппарат постоянного тока: пат. на изобретение № 2214645 Рос. Федерация: RU 2214645 С2 7 Н 01 Н 73/36 / В.В. Шипицын, Э.Ш. Мурадов и др.; заявитель и патентообладатель Общество с ограниченной ответственностью Технос. – № 2001115836; заявл. 14.06.2001; опубл. 20.10.2003, Бюл. № 29. – 6 с.: ил.

19. Воронин, П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П.А. Воронин. – М.: Додэка-XXI, 2001. – 384 с.: ил.

20. Криштафович, А.К. Промышленная электроника / А.К. Криштафович: учеб. – 2-е изд., перераб и доп. – М.: Высшая школа, 1984. – 351 с.: ил.

21. Способ отключения постоянного тока гибридным коммутационным устройством постоянного тока и гибридное коммутационное устройство постоянного тока для осуществления этого способа: пат. на изобретение № 2375779 Рос. Федерация: RU 2375779 С1 Н 01 Н 73/36/ Э.Ш. Мурадов, В.В. Шипицын, А.И. Морозов; заявитель и патентообладатель Общество с ограниченной ответственностью Технос. – № 2008112933; заявл. 03.04.2008; опубл. 10.12.2009, Бюл. № 34. – 10 с.: ил.

22. Усовершенствованное гибридное коммутационное устройство постоянного тока: пат. на изобретение № 2382434 Рос. Федерация: RU 2382434 С1 Н 01 Н 73/36/ Э.Ш. Мурадов, Р.Э. Мурадов, В.В. Шипицын, А.И. Морозов; заявитель и патентообладатель Общество с ограниченной ответственностью Технос. – № 2009101704; заявл. 20.01.2009; опубл. 20.02.2010, Бюл. № 5. – 16 с.: ил.

23. Мурадов, Э.Ш. Электроника в быстродействующих выключателях / Э.Ш. Мурадов, В.В. Шипицын. – Екатеринбург: Полиграфист, 2005. – 256 с.

Мурадов Эльхан Шахбаба оглы – родился в 1955 году. В 1987 году окончил Азербайджанский институт нефти и химии по специальности «Технология электрохимического производства». Опыт работы – 27 лет. В настоящее время работает заместителем генерального директора по научно-исследовательской работе ООО «Технос» (г. Екатеринбург). Заслуженный изобретатель РФ. Является автором 6 монографий, получены 212 патентов на его изобретения.

Muradov Elhan Shakhbaba ogly – was born in 1955. In 1987 he graduated from Azerbaijan Institute of Petroleum and Chemistry with a degree «Electrochemical production technology». He has 27 years of work experience. At the present time he works as the General Director Deputy of research scientific work in «Technos» Ltd. (Ekatereburg city). Honored inventor of RF. He is the author of 6 monographs, there are 212 patents for his inventions.

Определение спектра сигналов непрерывного моностатического гетеродинного лидара для решения задач по обеспечению безопасности на воздушном транспорте

// Determination of continuous spectrum signals monostatic heterodyne lidar for meeting the challenges of aviation security //

Васильев Д. В., к. т. н,
НТП «Аэрооптика»,
г. Раменское, Московская обл.

В статье рассматривается новое направление обеспечения безопасности на воздушном транспорте – применение в составе аэродромного оборудования непрерывных гетеродинных лидаров для дистанционного определения параметров ветра в зоне аэродрома. Проводится исследование спектра сигналов непрерывного моностатического доплеровского лидара и связи между отдельными частями спектра и элементами конструкции лидара. Получено математическое описание составляющих спектра сигнала. Определены составляющие сигнала, которые используются для получения полезной информации, и составляющие, являющиеся помехами. Спектр сигналов представлен графически. Выявлено, что причиной появления помех является переотражение части зондирующего излучения на оптических элементах и его смешение с опорным излучением и излучением, отраженным от лоцируемого объекта. Снижение уровня помех в спектре сигнала напрямую связано с конструктивными решениями, заложенными при проектировании оптических трактов лидара.

Ключевые слова: спектр сигнала, опорная частота излучения, лоцируемый объект, доплеровское смещение частоты излучения, опорный канал, переотражение излучения на оптических элементах.

Современное развитие воздушного транспорта напрямую связано с развитием средств обеспечения безопасности полетов. Как показывает мировой опыт, большинство летных происшествий происходит в зоне аэродромов во время проведения взлета или посадки. Значительная часть происшествий связана с воздействием внешних факторов на воздушное судно, а именно: восходящих и нисходящих потоков воздуха на границе взлетно – посадочных полос, порывов ветра, турбулентных возмущений атмосферы. Своевременное обнаружение этих факторов, определение их параметров и выдача предупреждения экипажу воздушного судна о грозящей опасности позволили бы значительно снизить вероятность возникновения аварий-

The article discusses the new direction of security in air transport – use as a part of the airport equipment continuous heterodyne lidar for remote determination of wind parameters in the terminal area.

In this article we study the continuous spectrum signals monostatic Doppler lidar and communication between different parts of the spectrum and the structural elements of the lidar. The mathematical description of the components of the signal spectrum. The components of the signal are used to obtain useful information and components – non-interference. Spectrum signal is presented graphically. Revealed that the cause of the interference of the multipath is probing radiation on the optical elements and its mixing with the reference radiation and radiation reflected from the object of located. Reducing noise in the signal spectrum is directly related to the design decisions incorporated in the design of optical paths lidar.

Keywords: spectrum of the signal, the reference frequency radiation of located object, the Doppler shift frequency of the radiation, the reference channel, multipath radiation on the optical elements.

ных ситуаций, повысить пропускную способность аэродромов и повысить общий уровень безопасности полетов. Решить поставленную задачу можно путем применения дистанционных средств зондирования атмосферы, в частности – непрерывных гетеродинных лидаров, позволяющих определять вектор скорости ветра и величину турбулентности воздушных потоков на дистанции до нескольких километров. Современный уровень развития одночастотных непрерывных лазеров позволил создать гетеродинные лидары различного конструктивного исполнения, адаптированные под конкретные решаемые задачи, при этом объединяющим моментом этих лидаров является форма спектрального представления полезного сигнала на фоне случайных помех.

Цель проведенного исследования, результаты которого излагаются в статье, – определить спектр сигналов непрерывного моностатического гетеродинного лидара и связь между отдельными частями спектра и элементами конструкции лидара. Актуальность данного вопроса связана с постоянным присутствием в составе спектра рабочего доплеровского сигнала ряда составляющих с определенными частотами и случайными (для каждого изделия) амплитудами, наличие которых затрудняет правильную интерпретацию результатов измерений. Для исключения их (при проведении анализа) из спектра доплеровского сигнала необходимо установить причину их появления и описать математически.

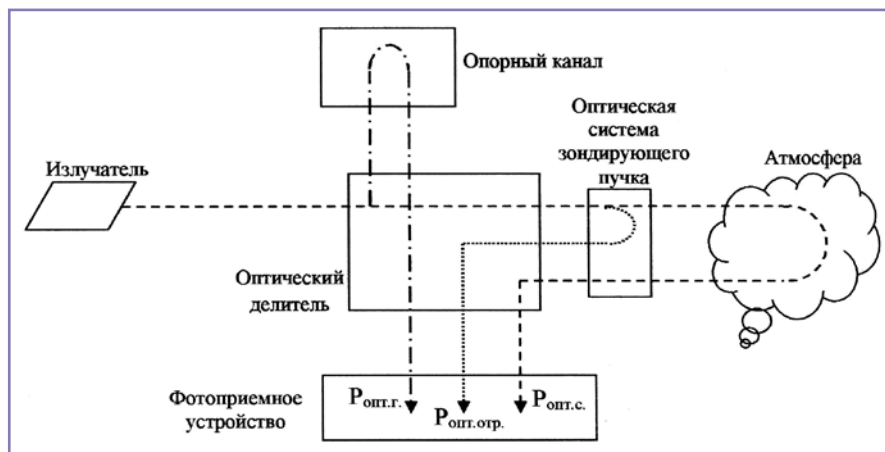


Рис. 1. Обобщенная схема непрерывного моностатического гетеродинного лидара.

Для наглядности рассмотрения на рис. 1 представим структуру распределения излучения в непрерывном гетеродинном лидаре.

На фотоприемное устройство падают три независимых пучка излучения:

$P_{om.z.}$ – мощность опорного (гетеродинного) пучка излучения;

$P_{om.c.}$ – мощность зондирующего излучения, рассеянного атмосферой в зоне каустики и перехваченного антенной системой лидача;

$P_{om.omp.}$ – мощность излучения, отраженного от оптических элементов, расположенных на пути распространения зондирующего пучка (от оптического делителя до выхода из антенной системы).

Запишем выражения для электромагнитной волны для каждого из трех падающих на фотоприемник пучков излучения [1,2]:

$E_r(t) = E_r \cos(\omega_r t + \varphi_r)$ – поле опорного пучка (гетеродина);

$E_c(t) = E_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ – поле зондирующего излучения (полезного сигнала), рассеянного атмосферой в зоне каустики и перехваченного антенной системой лидача;

$E_{omp.}(t) = E_{omp.} \cos(\omega_{omp.} t + \varphi_{omp.})$ – поле излучения, отраженного от элементов оптики.

Результирующее поле на поверхности фотодетектора запишется следующим образом

$$E_{\Sigma} = E_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + E_r \cos(\omega_r t + \varphi_r) + E_{omp.} \cos(\omega_{omp.} t + \varphi_{omp.}) \quad (1)$$

Интенсивность излучения в плоскости фотоприемника

$$P_{\Sigma} \approx I_{\Sigma} \bar{E}_{\Sigma}^2 = (\omega_c t + \varphi_c) + E_{отр.} \cos(\omega_{отр.} t + \varphi_{отр.}) + E_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + E_r \cos(\omega_r t + \varphi_r) \quad (2)$$

В развернутом виде выражение для суммарной интенсивности запишется следующим образом

$$I_{\Sigma} \bar{E}_{\Sigma}^2 = E_c^2 \cos^2(\omega_c t + \varphi_c) + 2E_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) E_{отр.} \cos(\omega_{отр.} t + \varphi_{отр.}) + E_r^2 \cos^2(\omega_r t + \varphi_r) + 2E_r \cos(\omega_r t + \varphi_r) E_{отр.} \cos(\omega_{отр.} t + \varphi_{отр.}) + E_{отр.}^2 \cos^2(\omega_{отр.} t + \varphi_{отр.}) \quad (3)$$

Проведя ряд преобразований, получим общее выражение для интенсивности излучения в плоскости фотоприемника [3]

$$P_{\Sigma} \approx I_{\Sigma} \bar{E}_{\Sigma}^2 = \frac{1}{2} E_c^2 (1 + \cos(2\omega_c t + 2\varphi_c)) + E_c E_r \cos\{(\omega_c + \omega_r)t + \varphi_r + \varphi_c\} + \frac{1}{2} E_r^2 (1 + \cos(2\omega_r t + 2\varphi_r)) + \{(\omega_c + \omega_{отр.})t + \varphi_c + \varphi_{отр.}\}$$

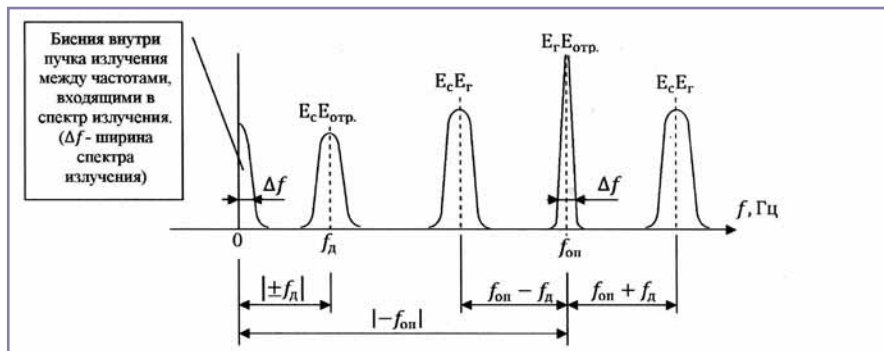


Рис. 2. Структура спектра сигнала непрерывного моностатического доплеровского лидача.

$$\cos\{(\omega_c - \omega_{отр.})t - \varphi_{отр.} + \varphi_c\} + \cos\{(\omega_r - \omega_{отр.})t - \varphi_{отр.} + \varphi_r\} + \cos\{(\omega_c + \omega_{отр.})t + \varphi_c + \varphi_{отр.}\} + \cos\{(\omega_r + \omega_{отр.})t + \varphi_r + \varphi_{отр.}\} + \frac{1}{2} E_{отр.}^2 (1 + \cos(2\omega_{отр.} t + 2\varphi_{отр.})) \quad (4)$$

Рассмотрим слагаемые по отдельности

$$\frac{1}{2} E_c^2 (1 + \cos(2\omega_c t + 2\varphi_c)) = \frac{E_c^2}{2} + \frac{E_c^2}{2} \cos(2\omega_c t + 2\varphi_c) \quad (5)$$

Это слагаемое включает в себя две составляющие: постоянную и содержащую удвоенную частоту электромагнитного поля. Переменный сигнал с частотой электромагнитного поля не детектируется фотоприемным устройством в силу его малого быстродействия. Поэтому ни та, ни другая составляющие не несут полезной информации, следовательно, это слагаемое из общего выражения можно исключить.

Аналогичным образом это относится и к двум другим слагаемым

$$\frac{1}{2} E_r^2 (1 + \cos(2\omega_r t + 2\varphi_r)) \text{ и } \frac{1}{2} E_{отр.}^2 (1 + \cos(2\omega_{отр.} t + 2\varphi_{отр.}))$$

Рассмотрим слагаемое

$$\{(\omega_c - \omega_r)t - \varphi_r + \varphi_c\} + \cos\{(\omega_c + \omega_r)t + \varphi_r + \varphi_c\} = E_c E_r \cos\{(\omega_c - \omega_r)t - \varphi_r + \varphi_c\} + E_c E_r \cos\{(\omega_c + \omega_r)t + \varphi_r + \varphi_c\} \quad (6)$$

Вторая часть этого слагаемого содержит суммарную частоту электромагнитных полей сигнала и опорного пучка (гетеродина) и по изложенным выше причинам не рассматривается.

Интерес в этом слагаемом представляет только первая часть

$$E_c E_r \cos\{(\omega_c - \omega_r)t - \varphi_r + \varphi_c\}$$

где: $\omega_c = \omega_0 \pm \omega_D$, $\omega_r = \omega_0 - \omega_{оп}$,
 $\omega_0 = 2\pi\nu_0$, $\omega_D = 2\pi f_D$,
 $\omega_{оп} = 2\pi f_{оп}$;

ν_0 – частота электромагнитного излучения лазера;

f_D – доплеровское смещение частоты, пропорциональное проекции скорости перемещения лоцируемого объекта на ось зондирующего луча;

$f_{оп}$ – смещение частоты в опорном (гетеродинном) канале (используется фиксированное смещение частоты).

Тогда разность частот выразится следующим образом

$$\omega_c - \omega_r = (\omega_0 \pm \omega_D) - (\omega_0 - \omega_{оп}) = \omega_{оп} \pm \omega_D = 2\pi f_{оп} \pm 2\pi f_D = 2\pi(f_{оп} \pm f_D) \quad (7)$$

Тогда

$$E_c E_r \cos\{(\omega_c - \omega_r)t - \varphi_r + \varphi_c\} = E_c E_r \cos\{2\pi(f_{оп} \pm f_D)t - \varphi_r + \varphi_c\} \quad (8)$$

Рассмотрим слагаемое

$$\{(\omega_c + \omega_{отр.})t + \varphi_c + \varphi_{отр.}\} \cos\{(\omega_c - \omega_{отр.})t - \varphi_{отр.} + \varphi_c\} + E_c E_{отр.}$$

Вторая часть слагаемого содержит сумму частот электромагнитных излучений (полезного сигнала – излучения, рассеянного в зоне каустики и перехваченного антенной системой, и излучения, отраженного от оптических элементов) и поэтому не рассматривается.

Представляет интерес только

$$E_c E_{отр.} \cos\{(\omega_c - \omega_{отр.})t - \varphi_{отр.} + \varphi_c\}$$

где $\omega_0 = \omega_{отр.} = 2\pi\nu_0$.

Тогда

$$\omega_c - \omega_{отр.} = (\omega_0 \pm \omega_D) - \omega_{отр.} = \omega_0 \pm \omega_D - \omega_0 = \pm \omega_D = \pm 2\pi f_D \quad (9)$$

В окончательном виде запишем

$$E_c E_{отр.} \cos\{(\omega_c - \omega_{отр.})t - \varphi_{отр.} + \varphi_c\} = E_c E_{отр.} \cos\{\pm 2\pi f_D t - \varphi_{отр.} + \varphi_c\} \quad (10)$$

Рассмотрим слагаемое

$$\{(\omega_r - \omega_{отр.})t - \varphi_{отр.} + \varphi_r\} + \cos\{(\omega_r + \omega_{отр.})t + \varphi_r + \varphi_{отр.}\} = E_r E_{отр.}$$

Представляет интерес только первая часть слагаемого

$$E_{\Gamma} E_{\text{отр.}} \cos\{(\omega_{\Gamma} - \omega_{\text{отр.}})t - \varphi_{\text{отр.}} + \varphi_{\Gamma}\}$$

$$\omega_{\Gamma} - \omega_{\text{отр.}} = \omega_0 - \omega_{\text{оп}} - \omega_0 =$$

$$= -\omega_{\text{оп}} = -2\pi f_{\text{оп}} \quad (11)$$

Тогда

$$E_{\Gamma} E_{\text{отр.}} \cos\{(\omega_{\Gamma} - \omega_{\text{отр.}})t - \varphi_{\text{отр.}} + \varphi_{\Gamma}\} =$$

$$E_{\Gamma} E_{\text{отр.}} \cos\{-2\pi f_{\text{оп}} t - \varphi_{\text{отр.}} + \varphi_{\Gamma}\} \quad (12)$$

Тогда общее выражение спектра сигнала преобразуется к виду

$$\{2\pi(f_{\text{оп}} \pm f_{\text{д}})t - \varphi_{\Gamma} + \varphi_{\text{с}}\} +$$

$$+ E_{\text{с}} E_{\text{отр.}} \cos\{\pm 2\pi f_{\text{д}} t - \varphi_{\text{отр.}} + \varphi_{\text{с}}\} +$$

$$+ \bar{E}_{\Sigma}^2 E_{\text{с}} E_{\Gamma} \cos$$

$$E_{\Gamma} E_{\text{отр.}} \cos\{-2\pi f_{\text{оп}} t - \varphi_{\text{отр.}} + \varphi_{\Gamma}\} \quad (13)$$

Полученное выражение предполагает, что постоянная времени фотоприемника удовлетворяет соотношению [4]

$$\frac{1}{\nu_0} \ll \tau_{\text{ф}} \ll \frac{1}{f_{\text{д}}}, \frac{1}{f_{\text{оп}}}$$

Считаем для простоты расчетов, что

$$\varphi_{\text{с}} - \varphi_{\Gamma} = 0, \quad \varphi_{\text{с}} - \varphi_{\text{отр.}} = 0,$$

$$\varphi_{\Gamma} - \varphi_{\text{отр.}} = 0$$

Тогда спектр можно записать следующим образом

$$\{2\pi(f_{\text{оп}} \pm f_{\text{д}})t\} + E_{\text{с}} E_{\text{отр.}} \cos\{\pm 2\pi f_{\text{д}} t\} +$$

$$+ E_{\Gamma} E_{\text{отр.}} \cos\{-2\pi f_{\text{оп}} t\}$$

$$\bar{E}_{\Sigma}^2 E_{\text{с}} E_{\Gamma} \cos \quad (14)$$

Представим математическое выражение спектра в графическом виде на рис. 2. Учитывая то, что отрицательных частот нет, все полученные значения частот, имеющие отрицательный знак, зеркально переносятся относительно 0 в положительную область [5].

Выводы

1. В полученном спектре сигнала непрерывного моностатического доплеровского лидара спектр рабочего доплеровского сигнала, подвергаемого анализу, располагается относительно со смещением. Выбор для анализа спектра этого сигнала позволяет не только определить проекцию скорости движения лоцируемого объекта на ось зондирующего луча, но и по взаимному положению спектра сигнала относительно опорной частоты определить направление движения.

2. Спектр доплеровского сигнала, отстоящий на величину относительно 0 частоты, не может использоваться, поскольку не дает информацию о направлении смещения лоцируемого объема, то есть может быть признан «паразитным» сигналом. Причиной его возникновения является отражение части зондирующего излучения от оптических элементов и смешение ее с излучением, отраженным от лоцируемого объекта.

3. Спектр сигнала, возникшего симметрично относительно частоты и имеющего ширину, является следствием смещения отраженной от оптических элементов части излучения зондирующего пучка с опорным излучением и является «паразитным», поскольку не несет полезной информации и мешает проведению измерений при малых значениях.

4. Поскольку причиной возникновения «паразитных» спектров является отражение части зондирующего излучения от оптических элементов, необходимо при проектировании лидара конструктивную свести к минимуму это явление.

Литература:

1. Брикенштейн В.Х., Погосов Г.А. Когерентные доплеровские лидары. Вопросы теории. // Научно – технический сборник НИИАО. 1988. № 2 (10). 109 с.
2. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. М.: Наука. 1967. 779 с.
3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука. 1984. 831 с.
4. Курбатов Л.Н. Оптоэлектроника видимого и инфракрасного диапазонов спектра. М.: Издательство МФТИ. 1999. 320 с.
5. Сато Ю. Обработка сигналов. М.: Издательский дом «Додека – XXI». 2002. 176 с.

Васильев Дмитрий Викторович – родился в 1969 году. В 1993 году окончил Московский Энергетический институт по специальности «Оптические приборы и системы». Кандидат технических наук. В 2006 году защитил диссертацию по теме: «Зрительные оптико-электронные навигационные комплексы на основе полупроводниковых источников света». Опыт работы – более 20 лет. В настоящее время работает директором ООО НТП «Аэрооптика», заместителем главного конструктора ОАО «Раменский приборостроительный завод». Имеет 19 научных трудов, в том числе 5 патентов.

Vasilyev Dmitriy – was born in 1969. In 1993 he graduated from Moscow Power Engineering Institute with a degree «Optical devices and systems». Candidate of Engineering Science. In 2006 he defended his dissertation on the subject «Visual optical-electronic navigation set on the basis of semiconducting light sources». He has more than 20 years of work experience. At the present time he works as the Director of Scientific Technological Enterprise «Aerooptics» Ltd., Chief Constructor deputy of «Ramensky Instrument Engineering Plant» Ltd. He has 19 publications, including 9 patents.

Разработка высоковольтного AlGaAs/GaAs – гетероструктурного биполярного транзистора

// Design of high voltage AlGaAs/GaAs – heterojunction bipolar transistor //

Сурайкин А.И., к.т.н.,
Горячкин Ю.В., к.т.н.,
Мордовский национальный исследовательский университет им. Н.П. Огарёва, г. Саранск

AlGaAs/GaAs-гетероструктурные биполярные транзисторы широко применяются в СВЧ-электронных устройствах. По сравнению с кремниевыми биполярными транзисторами AlGaAs/GaAs-гетероструктурные биполярные транзисторы имеют более высокие рабочие частоты, более широкий диапазон рабочих температур, а также возможность получения более высоких рабочих напряжений. В данной статье выполнен расчёт и проведено компьютерное моделирование AlGaAs/GaAs-гетероструктурного биполярного n-p-n – транзистора с рабочим напряжением до 150, 200 В и граничной частотой до 4 МГц. Такие транзисторы найдут широкое применение в импульсной электронной технике.

Ключевые слова: арсенид галлия, гетероструктурный биполярный транзистор, граничная частота, компьютерное моделирование, время пролёта базы.

Одним из эффективных инструментов снижения потерь электроэнергии является силовая электроника. Учитывая огромный и постоянно увеличивающийся парк вторичных источников питания, где всё более доминируют импульсные преобразователи, потери мощности, обусловленные применением кремниевой элементной базы, могут составлять до трети от уровня полезной мощности (в рабочем диапазоне температур). Это связано с величиной обратных токов кремниевых полупроводниковых приборов и их температурной зависимостью. Переход на более высокие частоты преобразования связан с применением дополнительных технологических операций, приводящих, как правило, к дополнительному увеличению обратных токов.

Развитие электронной промышленности в настоящее время предъявляет совершенно новые требования к полупроводниковым приборам, применяемым как в промышленной электронике вообще, так и в преобразовательной технике в частности. Эти требования касаются прежде всего снижения мощности потерь, расширения диапазона рабочей температуры, повышения радиационной стойкости. Для

AlGaAs/GaAs-heterojunction bipolar transistors are used for microwave applications. AlGaAs/GaAs-heterojunction bipolar transistors can provide faster switching speeds, more voltage range, more temperature range and ability of fabrication high voltage heterojunction transistors than silicon bipolar transistors. The article provides manual of design and computing simulation of AlGaAs/GaAs-heterojunction bipolar n-p-n transistor for 150, 200 V supply voltage and cutoff frequency to 4 MHz. This is transistors purpose for a switch mode electronic engineering.

Keywords: gallium arsenide, heterojunction bipolar transistor, cutoff frequency, computing simulation, base transit time.

решения данной задачи отечественные и зарубежные предприятия осуществляют разработку новых полупроводниковых приборов как на основе кремния, так и на основе других известных полупроводниковых материалов, например, таких как арсенид галлия, карбид кремния.

Постановка задачи

Несмотря на существенные успехи отечественных и зарубежных фирм по созданию быстровосстанавливающихся кремниевых диодов, проблемы с их качеством и серийным выпуском остаются. Причины в свойствах исходного материала – кремния, технологических и электрофизических параметрах готовых структур, сильно выраженной зависимости быстродействия от температуры при эксплуатации.

В этой связи GaAs – материал, сочетающий преимущества Si (технология получения, формирование приборных структур) и SiC (широкий диапазон рабочих температур (до 250°C), широкий диапазон рабочих частот (десятки и сотни ГГц), вполне оправданно занимает нишу между Si и SiC. Не претендуя на замену ни Si, ни SiC, GaAs позволяет достаточно

технологично и относительно недорого изготавливать широкую гамму полупроводниковых приборов, начиная с самых маломощных и заканчивая силовыми полупроводниковыми приборами.

Одной из актуальных задач с технической и коммерческой точек зрения является создание высококачественных высоковольтных СВЧ-транзисторов, работающих в сантиметровом диапазоне длин волн с возможностью применения во вторичных источниках питания. Разработка и изготовление подобных быстродействующих транзисторов возможна на основе AlGaAs/GaAs – гетеротранзисторных структур.

Основные требования к силовым гетероструктурным транзисторам приведены ниже:

- статический коэффициент передачи тока в схеме ОЭ;
- (при $U_{КБ} = 5 В, I_3 = 1 А$) – не менее 20;
- граничная частота коэффициента передачи тока в схеме ОЭ;
- (при $U_{КБ} = 5 В, I_К = 50 мА$) – не менее 4 МГц;
- граничное напряжение (при $I_3 = 0, I_А$) 150÷200 В;
- напряжение насыщения коллектор-эмиттер (при $I_К = 1 А, I_Б = 0, I_А$) – не более 0,5 В;
- напряжение насыщения база-эмиттер (при $I_К = 1 А, I_Б = 0, I_А$) – не более 1,2 В;
- время включения (при $U_{КЭ} = 150 В, I_К = 1 А, I_Б = 0, I_А$) – не более 0,6 мкс;
- время выключения (при $U_{КЭ} = 150 В, I_К = 1 А, I_Б = 0, I_А$) – не более 1,6 мкс;
- рабочий диапазон температур – от –60 до +200 °С.

Разрабатываемые высоковольтные быстродействующие гетероструктурные AlGaAs/GaAs-транзисторы конкурентоспособны по сравнению с SiC приборами в силу большей простоты получения высококачественных характеристик при достаточно приемлемой цене.

Теория

Современные достижения в области разработки и производства силовых и СВЧ полупроводниковых приборов, в том числе силовых биполярных транзисторов, связаны не только с достижениями кремниевой технологии, но с использованием ряда других полупроводниковых матери-

алов. Особенно, как говорилось ранее, это касается арсенида галлия [1]. Научные и технологические достижения в области получения многослойных эпитаксиальных гетероструктур с применением процессов жидкофазной (ЖФЭ), газофазной (ГФЭ) и молекулярно-лучевой (МЛЭ) эпитаксии позволяют практически реализовать преимущества этого материала.

Наиболее универсальными, технологичными и относительно недорогими методами получения GaAs-гетероструктур являются методы ЖФЭ и ГФЭ. Доступность данных методов заключается в том, что такие процессы имеются на ряде российских предприятий. Комбинацией методов ЖФЭ и ГФЭ можно получить многослойные эпитаксиальные гетероструктуры с разным типом проводимости и толщинами от нескольких десятков нанометров до нескольких десятков микрометров. Это даёт возможность исследования и последующей разработки биполярных транзисторов в широком диапазоне рабочих напряжений, начиная от единиц вольт и заканчивая несколькими сотнями вольт.

Данная работа посвящена разработке и исследованию возможности изготовления высоковольтного AlGaAs/GaAs-гетероструктурного *n-p-n* – транзистора с применением САПР приборно-технологического моделирования Synopsys TCAD.

Обычно такие приборы включают слаболегированную эпитаксиальную плёнку, выращенную методом ЖФЭ на низкоомной подложке. Далее методами ГФЭ выращиваются базовые слои и также методами ГФЭ AlGaAs/GaAs – гетероструктурный эмиттер (рис. 1).

В таком транзисторе с высокоомным коллектором базу необходимо сделать в виде двух эпитаксиальных слоёв. Первый слой, со стороны коллектора – высоко-

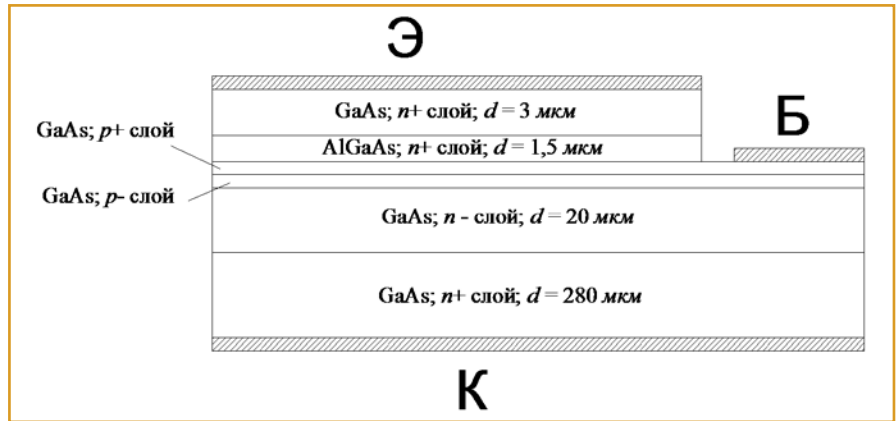


Рис. 1. Послойная структура *n-p-n* – AlGaAs/GaAs гетеротранзистора.

омный, для обеспечения максимального напряжения «коллектор-эмиттер», второй слой – низкоомный, для компенсации эффекта вытеснения эмиттерного тока при высокой его плотности, а также для уменьшения модуляции базы (эффекта Эрли). Такое решение позволяет предотвратить прокол базы и даёт возможность реализовать преимущества уменьшения размеров *p*-области для повышения быстродействия приборов и коэффициента передачи эмиттерного тока. Однако концентрация дырок в базе для транзисторов с однородными *p-n* – переходами принципиально ограничена уровнем порядка $5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$, что определяется границей легирования эмиттера ($N_E = 5 \cdot 10^{18} \div 10^{19} \text{ см}^{-3}$). Для преодоления данной проблемы собственно и применяют гетеропереходы.

В гетероструктурном *n-p-n* – транзисторе ширину базы и ширину эмиттера в первом приближении можно оценить, исходя из соотношения, связывающего коэффициент усиления тока с уровнями легирования базовой и эмиттерной областей,

а также с размерами данных областей [2]

$$\beta = \frac{N_{DE} \cdot W_E \cdot D_n(T) \cdot \exp\left(\frac{\Delta E_G}{kT}\right)}{N_{AB} \cdot W_B \cdot D_p(T)} \quad (1)$$

где N_{DE} и N_{AB} – концентрации легирующих примесей в эмиттерной и базовой областях соответственно, W_E и W_B – ширина эмиттера и базы соответственно, D_n и D_p – коэффициенты диффузии электронов и дырок соответственно, ΔE_G – разность между шириной запрещённой зоны эмиттера (AlGaAs) и шириной запрещённой зоны базы (GaAs).

Для учёта влияния подвижности носителей заряда необходимо использовать известные соотношения Эйнштейна ($D_n = (kT/q)\mu_n$, $D_p = (kT/q)\mu_p$).

Динамические характеристики транзистора будут определяться временем пролёта подвижными носителями заряда эмиттера и базы. Время пролёта в прямом включении транзистора можно выразить как сумму времени пролёта эмиттера и базы [3]

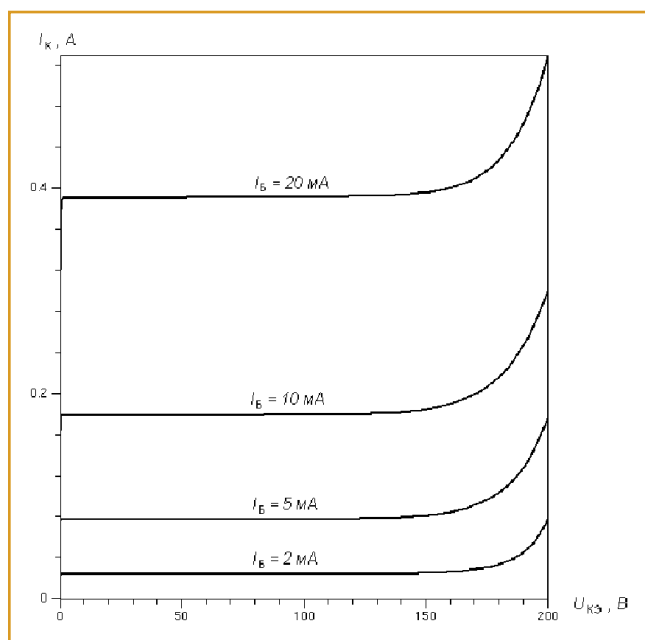


Рис. 2. Семейство выходных ВАХ транзистора.

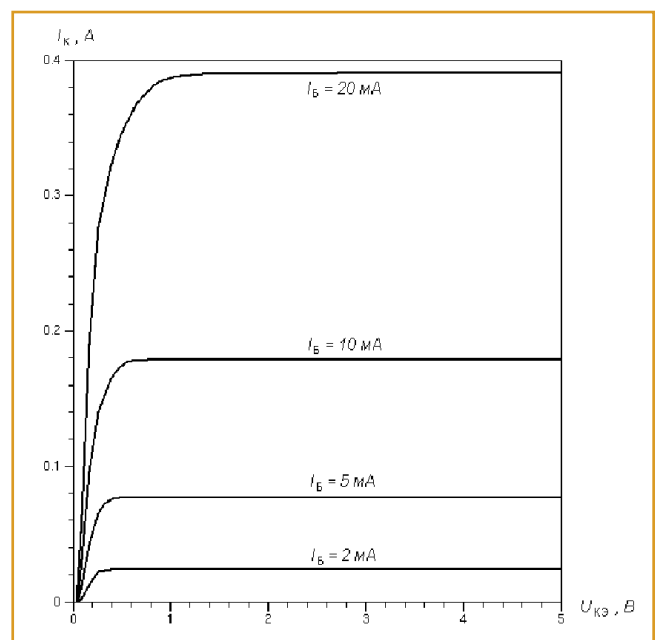


Рис. 3. Семейство выходных ВАХ транзистора в области малых напряжений.

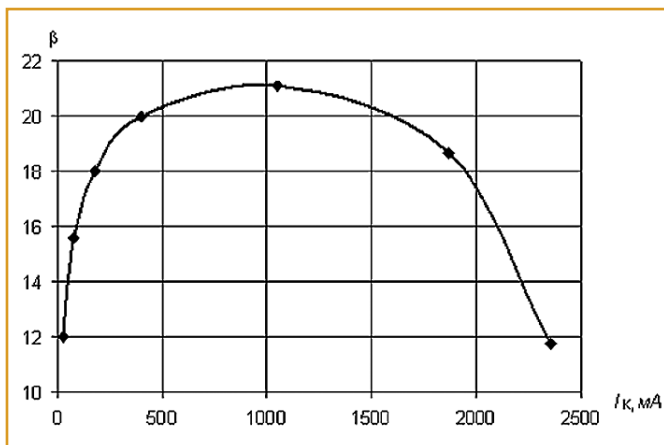


Рис. 4. Зависимость коэффициента усиления транзистора от тока коллектора.

$$\tau_F = \tau_E + \tau_B \quad (2)$$

где $\tau_E = \frac{W_E^2}{2 \cdot D_p(T) \cdot \beta}$ – время пролёта эмиттера,

$$\tau_B = \frac{W_B^2}{2 \cdot D_n(T)} \quad \text{– время пролёта базы.}$$

Соотношение (1), конкретизируя для гетероструктуры $Al_xGa_{1-x}As/GaAs$, запишем следующим образом

$$\beta = \frac{N_{DE} \cdot W_E \cdot D_{n,GaAs}(T) \cdot \exp(\frac{\Delta E_G}{kT})}{N_{AB} \cdot W_B \cdot D_{p,AlGaAs}(T)} \quad (3)$$

Температурную зависимость подвижности электронов в базе можно выразить эмпирическим соотношением [4]

$$\mu_{n,GaAs} = K_1 \cdot T^{-2,1} \quad (4)$$

где K_1 – коэффициент пропорциональности, нормируемый как подвижность 8500 см²/В·с при температуре $T=300$ К.

Подвижность дырок в гетероэмиттере $Al_xGa_{1-x}As$ при $T=300$ К выражают в виде числового ряда [5]

$$\mu_{p,AlGaAs} = 370 - 970x + 740x^2 \quad (5)$$

где x – мольная доля Al в соединении $Al_xGa_{1-x}As$.

При малых значениях x соотношение (5) можно записать следующим образом

$$\mu_{p,AlGaAs} = K_2 \cdot T^{-1} \quad (6)$$

Присутствующая в соотношениях (1) и (3) величина ΔE_G связана с мольной долей Al соотношением

$$\Delta E_G = 1,25 \cdot x \quad (7)$$

для $x < 0,4$.

Все приведённые в данном разделе соотношения несут приближённый характер и позволяют синтезировать исходную многослойную

эпитаксиальную транзисторную гетероструктуру, приведённую на рис. 1.

Точный расчёт был проведён в САПР Synopsys TCAD. Результаты расчёта приведены в следующем разделе.

Результаты расчёта и моделирования

В САПР Synopsys TCAD была создана структура транзистора, показанная на рис. 1. Для моделирования характеристик и параметров транзистора использовалась гидродинамическая модель, и учитывались следующие эффекты:

- сужение ширины запрещенной зоны с ростом температуры и концентрации легирующей примеси;
- рассеяние носителей заряда на фоновых и на заряженных ионах примеси, электронно-дырочное рассеяние, а также насыщение дрейфовой скорости носителей заряда в высоких полях;
- излучательная рекомбинация, рекомбинация Шокли-Холла-Рида с временами жизни неравновесных носителей заряда, зависящими от концентрации легирующей примеси и температуры, а также Оже-рекомбинация с зависящими от температуры коэффициентами Оже-рекомбинации;
- лавинная генерация носителей заряда.

Время жизни неосновных носителей заряда в базе $t_n = 150$ нс.

На рис. 2 показан результат моделирования семейства выходных ВАХ транзистора, на рис. 3 показано семейство выходных ВАХ в области малых напряжений.

По результатам моделирования семейства ВАХ построен график зависимости коэффициента усиления транзистора от тока коллектора, который показан на рис. 4.

На рис. 5 показаны графики напряжений при моделировании переходного процесса включения и выключения транзистора, на рис. 6 показаны графики токов при моделировании переходного процесса включения и выключения транзистора. Из этих графиков можно определить граничное напряжение, напряжения насыщения и временные параметры транзистора.

Граничное напряжение $U_{KЭ0,сп}$ более 150 В, то есть не менее указанного в перечне основных требований к силовым гетероструктурным транзисторам.

Напряжение насыщения коллектор-эмиттер $U_{KЭнас} = 0,12$ В, что более чем в 4 раза меньше максимального значения, указанного в перечне основных требований к силовым гетероструктурным транзисторам.

Напряжение насыщения база-эмиттер $U_{БЭнас} = 1,19$ В, то есть немного меньше максимального значения, указанного в перечне основных требований к силовым гетероструктурным транзисторам.

Время включения $t_{вкл} = 0,09$ мкс, время выключения $t_{выкл} = 0,11$ мкс. Как видно, эти значения в несколько раз меньше значений, указанных в перечне основных требований к силовым гетероструктурным транзисторам.

Выводы

Таким образом, в выполненной работе проведён расчёт физической структуры высоковольтного биполярного гетероструктурного $n-p-n$ – транзистора. Показана принципиальная возможность создания биполярных транзисторов $n-p-n$ – типа на основе многослойной эпитаксиальной гетероструктуры.

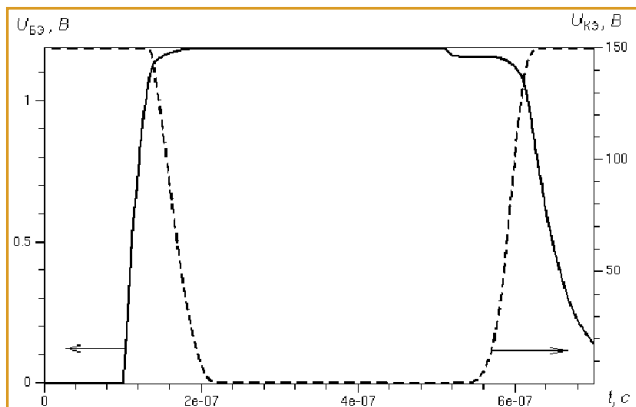


Рис. 5. Графики напряжений при моделировании переходного процесса включения и выключения транзистора.

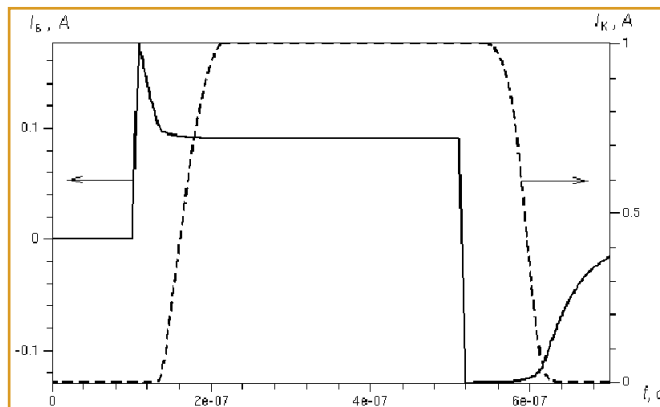


Рис. 6. Графики токов при моделировании переходного процесса включения и выключения транзистора.

В результате компьютерного моделирования разработана структура *n-p-n* транзистора на гетеропереходе *GaAs/AlGaAs*, удовлетворяющая требованиям, перечисленным в основных требованиях к силовым гетероструктурным транзисторам в разделе «Постановка задачи» данной статьи.

Литература:

1. Арсенид галлия в микроэлектронике: Пер. с англ. с сокращ. и доп./Под ред. Н. Айнспрука, У. Уиссмана. – М.: Мир, 1988.
2. S.M. Sze, Semiconductor Devices, Physics and Technology, John Wiley and sons, Inc. p. 151, 2005.
3. T.C. Lu, J.B. Kuo. An Analytical SiGe Base HBT Model and its Effects on a BiCMOS Inverter Circuit // IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 41, no 2, p. 272, 1994.
4. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах. Кн. 1. Пер. с англ.- 2-е перераб. и доп. изд.– М.: Мир, 1984.
5. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия: Пер. с англ.– М.: Мир, 1991.

Сурайкин Александр Иванович – родился в 1963 году. В 1985 году окончил Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарёва по специальности «Полупроводники и диэлектрики». Кандидат технических наук. В 1998 году

защитил диссертацию по теме: «СБИС видеопроцессора для приёмников телевизионных сигналов». Опыт работы – 29 лет. В настоящее время работает начальником КБ полупроводниковой электроники ООО «Инвентор», доцент кафедры электроники и нанoeлектроники Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарёва. Имеет 51 научный труд, 8 патентов, из них 4 свидетельства об официальной регистрации топологий ИМС.

Горячкин Юрий Викторович – родился в 1968 году. В 1990 году окончил Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарёва по специальности «Полупроводники и диэлектрики». Кандидат технических наук. В 2001 году защитил диссертацию по теме: «Разработка интегральной микросхемы частотного компаратора для блока управления экономайзером отечественных легковых автомобилей». Кандидат технических наук, доцент кафедры микроэлектроники. Опыт работы – 23 года. В настоящее время работает доцентом кафедры электроники и нанoeлектроники ФГБОУ ВПО «Мордовский государственный университет имени Н.П. Огарёва». Имеет 33 научные работы, 5 патентов, 3 свидетельства о регистрации топологии ИМС, 4 учебно-методические работы.

Suraikin Alexander – was born in 1963. In 1985 he graduated from Mordovskiy State Uni-

versity named after N.P. Ogaryeva with specialization in «Semiconductors and dielectrics». He is a candidate of Engineering Sciences. In 1998 he defended a thesis on the subject: «VLCI of video-processor for receiving devises of TV signals». His work experience is 29 years. At present he works as head of KB semiconductor electronics in «Inventor» LLC, associate professor at the electronics and nanoelectronics department in Mordovskiy State University named after N.P. Ogaryeva. He has 51 scientific publications, 8 patents including 4 certificates about official registration of IC topology.

Goryachkin Yuriy – was born in 1968. In 1990 he graduated from Mordovskiy State University named after N.P. Ogaryeva with specialization in «Semiconductors and dielectrics». He is a candidate of Engineering Sciences. In 2001 he defended a thesis on the subject: «Development of IC of frequency comparator for the econometer control unit of home-produced cars». He is a candidate of Engineering Sciences, associate professor at microelectronic department. He has 23 years of experience. At present he works as associate professor at the electronics and nanoelectronics department in FGBOU VPO Mordovskiy State University named after N.P. Ogaryeva. He has 33 scientific publications, 5 patents, 3 certificates about registration of IC topology, 4 study guides.

Сведения об авторах

д.т.н., профессор
Сарбаев Владимир Иванович
8-495-276-3293

к.т.н.
Мельниченко Олег Валерьевич
8-902-170-24-37

д.т.н.
Козловский Владимир Николаевич
8-917-978-83-56

к.т.н.
Доманов Виктор Иванович
(8422) 41-18-63

д.т.н., профессор
Герман Леонид Абрамович
8-908-769-94-26

Мурадов Эльхан Шахбаба оглы
8-343-368-75-88

д.т.н., профессор
Мазнев Александр Сергеевич
8-904-339-12-61

к.т.н.
Васильев Дмитрий Викторович
8-916-914-78-48

к.т.н.
Сафин Альфред Робертович
8-843-511-63-47

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

д.т.н., профессор
Феоктистов Валерий Павлович
8-495-684-22-33

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) – **4 800 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 2014 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.