

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

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

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

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

**Главный редактор:**  
А.Г. Бабак, к.т.н.

**Редакционный совет:**

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

**Выпускающий редактор:**  
Н.А. Климчук.

**Редакция:**

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

**Подписано в печать:**  
11.07.2017 г.

**Отпечатано:**

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

Формат 60x90/8,  
бумага мелованная, объем 7 п.л.,  
тираж 1000 экз., заказ 820

## СОДЕРЖАНИЕ

### ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ И ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ

**Резников С.Б., Харченко И.А.,  
Храмцов К.Н., Жегов Н.А.**

*Источник бесперебойного питания для авиакосмических  
и наземнотранспортных электроэнергетических комплексов . . . . . 2*

**Ендачев Д.В., Скрипко Л.А.**

*Расчет степени заряда литийионных аккумуляторов, используемых  
в батарейных системах электромобилей и гибридных автомобилей . . . . . 8*

### МЕХАТРОННЫЕ СИСТЕМЫ, ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

**Власов А.И., Коньшев Д.В., Новоселова А.В.**

*Обзор современных разработок электротехнического  
оборудования АО «Электропривод» . . . . . 12*

**Власьевский С.В., Малышева О.А., Мельниченко О.В.**

*Сравнительная оценка применения коллекторного  
и асинхронного приводов на электровозах переменного тока . . . . . 20*

**Титова Т.С., Евстафьев А.М., Якушев А.Я., Опарина Е.В.**

*Исследование электромагнитных процессов в тяговом приводе  
электровоза переменного тока при выходе из режимов тяги  
и рекуперативного электрического торможения . . . . . 28*

**Ким К.К., Гринфельд Г.М., Голоколос Д.А.**

*Исследование характеристик экранированного  
асинхронного двигателя . . . . . 33*

### ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ, ДАТЧИКИ

**Сурайкин А.И., Кокулов С.Г.**

*Добротность мезаэпитаксиальных GaAs-варикапов . . . . . 37*

### ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

**Козловский В.Н., Петровский С.В., Ютт В.Е.**

*Реализация возможностей бортового диагностического  
комплекса оценки электромагнитной совместимости  
электрооборудования автомобилей . . . . . 43*

# Источник бесперебойного питания для авиакосмических и наземнотранспортных электроэнергетических комплексов

// Uninterruptible power supply for the aerospace and ground vehicle power systems //

**Резников С.Б., д. т. н., профессор,  
Харченко И.А., к. т. н., доцент,  
Храмцов К.Н.,  
Московский авиационный институт  
(национальный исследовательский университет), г. Москва**  
**Жегов Н.А.,  
МОКБ «Марс», г. Москва**

*Предлагаются нетрадиционные схемотехнические решения для многофункционального вторичного источника электропитания (ВИЭП) – резервно-аккумуляторного источника бесперебойного питания (ИБП), предназначенного для авиакосмических и наземнотранспортных электроэнергетических комплексов (ЭЭК), в частности для полностью электрифицированных самолетов (ПЭС). Решения пригодны для реализации модульно-масштабируемой архитектуры ЭЭК на базе параллельных унифицированных модулей, позволяющих повысить производительность, монтажную и эксплуатационно-ремонтную технологичность, снизить трудозатраты и простои транспорта и повысить надежность ЭЭК. Решения защищены приоритетом РФ и представляют интерес для широкого круга специалистов в области силовой электроники ЛА и других транспортных ЭЭК.*

*Ключевые слова:* ИБП, электроснабжение, полностью электрифицированный самолет.

В авиакосмических и наземнотранспортных электроэнергетических комплексах (ЭЭК) наряду с первичными источниками электропитания (химическими, топливными, электромашинными и солнечнотарейными или суперконденсаторными-ионисторными) обязательно используются вторичные источники электропитания (ВИЭП), в частности, источники бесперебойного питания (ИБП). К указанным ИБП в общем случае предъявляются следующие основные требования:

- мощность ИБП должна быть достаточной для обеспечения питанием

*This article reviews offers an alternative engineering solution for multifunction secondary power source (SPS): backup battery of the uninterruptible power supply (UPS) designed for aerospace vehicle power systems (AVPS), in particular for all-electric aircraft (AEA). The solution is suitable to implement modular and scalable architecture of AVPS on the basis of unified parallel modules to increase manufacturing, installation, maintenance and adaptability, reduce labor costs and downtimes and increase the reliability of AVPS. The decision protected the priority of the Russian Federation and of interest to a wide circle of specialists in the field of power electronics LA and other transport of AVPS.*  
*Keywords:* UPS, vehicle power system, all-electric aircraft.

всех жизненно важных потребителей (обеспечение «живучести» летательного аппарата); при этом напряжение питающей аккумуляторной или суперконденсаторной батареи может иметь минимально допустимое для нее значение;

- выходными напряжениями ИБП являются: а) постоянное повышенное напряжение 270 (или 540) В с заземленным на корпус «минусом» или среднепотенциальным выводом (униполярное или дифференциальное звено постоянного повышенного напряжения – УЗППН ±270 (±540) В или ДЗППН 0±135 (270) В);

б) постоянное низкое напряжение ±27 В с заземленным «минусом»; в) переменное трехфазное напряжение 115/200 В, 400 Гц; при этом должны быть обеспечены нормируемые ГОСТ параметры качества электроэнергии;

- ИБП должен быть обратимым (двухнаправленным), то есть обеспечивать зарядку аккумуляторной (суперконденсаторной) батареи нормированным максимальным током. Кроме этого, должно быть обеспечено обратимое выпрямительно-инверторное преобразование постоянного повышенного и переменного напряжений с коррекцией коэффициента мощности (ОВИП – ККМ);

- должна обеспечиваться гальваническая развязка между входными и выходными выводами (кроме развязки между ЗППН и 115/200 В, 400 Гц);

- ДЗППН 0 ± 135 (0 ± 270) В должен предусматривать уравнивающее деление напряжений (УДН);

- для обеспечения электромагнитной совместимости и высокой функциональной надежности ИБП в его схеме должны быть установлены ограничители коммутационных перенапряжений и исключены цепи для возможных сквозных сверхтоков из-за несанкционированных включений электронных ключей и вентилей при воздействии на блок и каналы управления электромагнитных импульсов ЭМИ молний, а также должна быть обеспечена мягкая коммутация силовых ключей (включения при нулевых токах, а выключения – при нулевых напряжениях), снижающая помехоизлучения и коммутационные перегревы ключей с помощью так называемых нерассеивающих демпферно-снабберных цепочек ДСЦ с демпфирующими дросселями и снабберными конденсаторами.

К перечисленным обязательным требованиям целесообразно добавить пригодность силовой схемы ИБП для реализации модульно-масштабируемой архитектуры (гибкость наращивания

установочной мощности за счет параллельного включения унифицированных модулей, имеющих внешние вольтамперные характеристики источников тока). Указанная архитектура позволяет существенно повысить производственную, монтажную и эксплуатационно-ремонтную технологичность ИБП, снизить трудозатраты и простои авиатранспорта и повысить надежность ЭЭК.

Исходя из вышеизложенного, авторы предлагают нетрадиционное схемотехническое решение для ИБП авиакосмического ЭЭК (рис. 1), в частности, системы электроснабжения СЭС полностью электрифицированного самолета ПЭС с повышенной электроэнергообеспеченностью [1, 2].

### Силовая схема ИБП

Схема содержит дифференциальное звено постоянных повышенных напряжений ДЗППН  $C\phi_2-C\phi_3$ ; звено высокой частоты на базе многообмоточного трансформатора прямоугольного тока ЗВЧ-ТПТ; два косомостовых импульсных модулятора  $ИМ_{1,2}$ ; Виенна-выпрямитель с коррекцией коэффициента мощности В-В-ККМ; два импульсных уравнивателя напряжений УДН<sub>1,2</sub>; шунтирующих входную двухконденсаторную

стойку с фильтровым и буферным конденсаторами  $C\phi_1-C\phi_5$  и фильтровую стойку ДЗППН ( $C\phi_2-C\phi_3$ ); три однофазных циклоконвертора  $ЦК_{A,B,C}$  и два распределительных устройства – постоянного низкого напряжения  $PY \pm 27 В$  с подключаемой аккумуляторной батареей АБ и переменного трехфазного напряжения стабильной частоты (115/200 В, 400 Гц).

Следует отметить, что внешние выходы ДЗППН с разнополярными выпрямительными потенциалами  $\pm V_d$  используются для параллельного включения аналогичных каналов ЭЭК для повышения общей установочной мощности и качества электроэнергии в переходных режимах, а также обеспечения «горячего» резерва и питания наиболее мощных трехфазных инверторов и регуляторов напряжения (например, полумостовых трехфазных трехуровневых инверторов, питающих при запуске силовых установок магистральные стартер-генераторы (Ст-Г), а также мощные исполнительные механизмы, например, тяговые электродвигатели мотор-колесного шасси, электродвигатели топливных насосов и др.). Подсистема распределения постоянного повышенного напряжения  $PY_{ПНН}$  в настоящее время на авиакосмических ЛА не используются

из-за сложности реализации бездуговой аварийной и штатной коммутации [2, 3].

Можно также отметить, что ЗВЧ-ТПТ может быть снабжено дополнительными группами фазных обмоток и регулируемых циклоконверторов РЦК для индивидуального питания регулируемых исполнительных электродвигателей ИЭД малой и средней мощности. Рекуперация энергии торможения ИЭД производится в широком скоростном диапазоне (вплоть до торможения) с помощью дополнительного выпрямителя В и повышающего (бустерного) однофазного импульсного модулятора  $ИМ_3$ .

### Работа основных узлов ИБП

#### 1. Импульсные модуляторы ( $ИМ_{1,2}$ ).

Схема рассматриваемых ИМ отличается от подобных (например, приведенной в [4]) дифференциальным входом, в частности – питанием.

1.1. В режиме ЭЭК от АБ  $ИМ_1$  работает как инвертор прямоугольного тока для питания ЗВЧ-ТПТ, а  $ИМ_2$  – как диодный выпрямитель для зарядки  $C\phi_{2,3}$ . При этом на управляющий вывод (затвор)  $VT_2$  от блока управления поступают высокочастотные прямоугольные отпирающие импульсы с постоянным периодом широтно-импульсной модуляции  $T_{шим}$

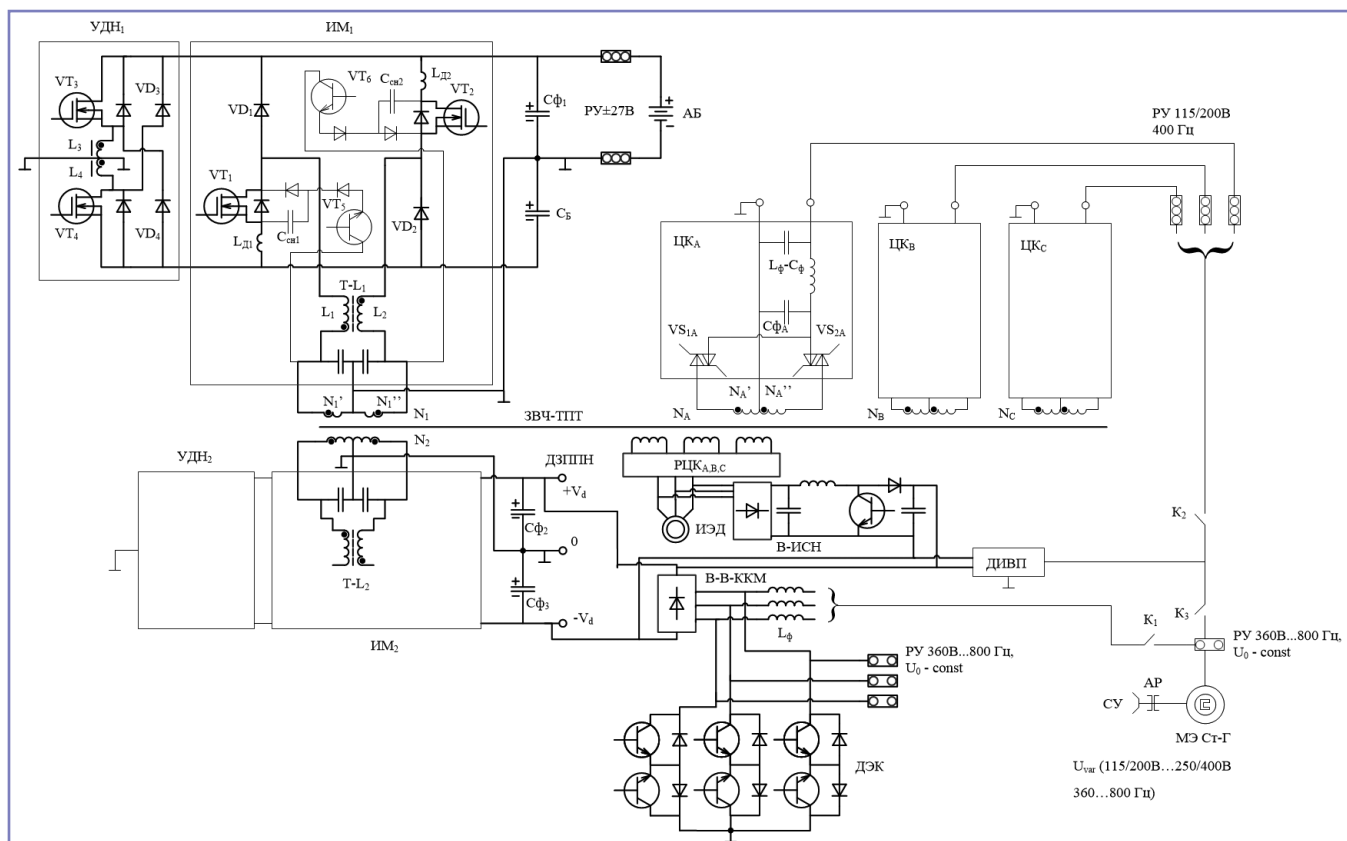


Рис. 1. Силовая схема ИБП (27/±270 В) в составе автономного ЭЭК

и регулируемым коэффициентом заполнения импульса  $\gamma_i = t_i/0,5T_{\text{шим}}$ . При очередном включении  $VT_2$  полное потокосцепление обоих трансреакторов  $T-L_{1,2}$  нарастает (этап  $d\psi/dt > 0$ ) вместе с токами в цепи  $C_{\phi_1}-VT_2-L_2-N_1''-C_{\phi_1}$  (зарядка  $C_{\phi_A}$  через циклоконвертор  $ЦК_{A_1}$ ), цепи  $N_A'-VS_{1A}-C_{\phi_A}-N_A'$  (цепь «прямоходовой» зарядки  $C_{\phi_2}$  через  $ИМ_2$  от  $N_2$  подобно цепи  $N_1'-L_1-VD_1-C_{\phi_1}-N_1''/N_1''-L_2$  – обратимый диод  $VT_2-C_{\phi_1}-N_1''$ , то есть цепи зарядки  $C_{\phi_1}$   $ИМ_1$  в его выпрямительном режиме) и цепи «прямоходовой» подзарядки буферного конденсатора  $C_{\phi}$   $L_1-N_1'-C_{\phi}$  – обратимый диод  $VT_1-L_1$  за счет разности индуцированных ЭДС в обмотках  $L_1$  и  $N_1'$ . После выключения  $VT_2$  указанное потокосцепление частично или полностью спадает (этап  $d\psi/dt < 0$ ) вместе с токами в цепи  $L_2-N_1''-C_{\phi_B}-VD_2-L_2$  («обратноходовая» зарядка  $C_{\phi_B}$  за счет ЭДС самоиндукции обмотки  $L_2$ ) и цепи  $C_{\phi_2}-C_{\phi_3}$  («обратноходовая» зарядка фильтровой стойки за счет ЭДС самоиндукции обмоток трансреактора  $T-L_2$  подобно цепи  $L_2-N_1-L_1-VD_1-C_{\phi_1}-C_{\phi_2}-L_2$   $ИМ_1$  в его выпрямительном режиме). При этом в цепи  $ЦК_A$  ток не индуцируется (токовая пауза) из-за встречного включения секции  $N_1'$  и  $N_1''$ .

По окончании первого полупериода ШИМ ( $0,5T_{\text{шим}}$ ) включается ключ  $VT_1$ , и происходят процессы, аналогичные описанным, в течение второго полупериода ШИМ. Далее указанные процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются, осуществляя питание ЗВЧ-ТПТ, а следовательно, питание ЭЭК от АБ.

1.2. В режиме питания ЭЭК от ЗППН  $ИМ_1$  и  $ИМ_2$  меняются ролями, а благодаря идентичности их схем протекающие процессы аналогичны описанным, но с меньшими токами при той же мощности (с учетом согласующего коэффициента трансформации для обмоток  $N_2$  и  $N_1$  ТПТ, соответствующего отношению напряжений  $U_d$  ДЗППН и  $U_{АБ}$ ).

В режимах 1.1. и 1.2. применяется двухтактная (поочередная) импульсная модуляция ключей  $VT_1$  и  $VT_2$  с использованием двух электромагнитных каналов обмена энергией АБ и ДЗППН: через ТПТ и через трансреакторы  $T-L_{1,2}$ . При этом часть энергии передается в нагрузки переменного трехфазного напряжения через циклоконверторы  $ЦК_{A,B,C}$  и их выходные П-образные индуктивно-емкостные фильтры  $L_{\phi}-C_{\phi}$ , подключаемые к РУ 115/200 В, 400 Гц, а также в якорные цепи трехфазного исполнительного

электродвигателя ИЭД через регулируемые циклоконверторы  $РЦК_{A,B,C}$ . Рекуперация энергии торможения ИЭД производится в ЗППН через выпрямитель с выходным повышающим импульсным модулятором В- $ИМ_3$  в широком скоростном диапазоне, вплоть до остановки.

Если не требуется передачи электроэнергии через ЗВЧ-ТПТ, то возможен более простой алгоритм управления  $ИМ_1$  и  $ИМ_2$ : однотактный – с синхронным включением и выключением ключей  $VT_1$  и  $VT_2$ . При очередном включении  $VT_1$  и  $VT_2$  полное потокосцепление трансреакторов  $T-L_1$  и  $T-L_2$  нарастает (этап  $d\psi/dt > 0$ ) вместе с токами в цепи  $C_{\phi_1}-VT_2-L_2-N_1-L_1-VT_1-C_{\phi_1}$  и цепи «прямоходовой» зарядки стойки  $C_{\phi_2}-C_{\phi_3}$  за счет ЭДС взаимной индукции в обмотках  $T-L_2$  подобно цепи  $L_2$  – обратный диод  $VT_2-C_{\phi_1}-C_{\phi_2}$  – обратный диод  $VT_1-L_1-N_1-L_2$ . После выключения обоих ключей  $VT_1$  и  $VT_2$  указанное потокосцепление частично или полностью спадает (этап  $d\psi/dt < 0$ ) вместе с токами в цепи  $L_2-N_1-L_1-VD_1-C_{\phi_1}-C_{\phi_2}-VD_2-L_2$  (рекуперация энергии индуктивностей рассеяния обмоток  $L_1$  и  $L_2$  с «обратноходовой» подзарядкой  $C_{\phi_B}$ ) и цепи «обратноходовой» зарядки стойки  $C_{\phi_2}-C_{\phi_3}$  за счет ЭДС самоиндукции  $T-L_2$  подобно указанной цепи рекуперации. Длительность этапов  $d\psi/dt > 0$  и  $d\psi/dt < 0$  составляют, соответственно,  $\gamma_i T_{\text{шим}}$  и  $(1-\gamma_i)T_{\text{шим}}$ .

## 2. Уравнительные делители напряжений (УДН<sub>1,2</sub>).

Функцией обоих УДН в режимах прямого и обратного преобразований в ИБП является автоматическое выравнивание напряжений на двухконденсаторных стойках  $C_{\phi_1}-C_{\phi_2}$  и  $C_{\phi_2}-C_{\phi_3}$ , независимо от степени разбаланса их нагрузок. Оба работают в режиме обратимого (двунаправленного) «транспортера заряда» и собраны в виде обратимого полярно-инвертирующего понижающе-повышающего импульсного конвертора по схеме полупроводяемого косоугольного моста с параллельными диодно-ключевыми стойками  $VD_3-VT_3$  и  $VD_4-VT_4$ , зашунтированными двухсекционным уравнительным реактором  $L_3-L_4$  с заземленным средним выводом. На ключ, подключенный к конденсатору с большим напряжением (например, на  $VT_3$  при  $U_{C_{\phi_1}} > U_{C_{\phi_2}}$ ), подаются высокочастотные прямоугольные отпирающие импульсы, в простейшем случае – с неизменным коэффициентом заполнения (например,  $\gamma = 0,5$ ). При включении  $VT_3$  полное

потокосцепление уравнительного реактора  $L_3-L_4$  нарастает вместе с токами в цепях  $C_{\phi_1}-VT_3-L_3-C_{\phi_1}$  и  $L_4-C_{\phi_2}$  – обратный диод  $VT_4-L_4$  («прямоходовая» зарядка  $C_{\phi_B}$ ), а при его выключении – частично или полностью спадает вместе с токами в цепях  $L_3-C_{\phi_2}-VD_4-L_3$  и  $L_4-VD_3-C_{\phi_1}-L_4$  («обратноходовые» зарядка  $C_{\phi_{B1}}$  и рекуперация энергии рассеивания обмотки  $L_4$  в  $C_{\phi_1}$ ). Далее процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются вплоть до выравнивания напряжений на  $C_{\phi_1}$  и  $C_{\phi_2}$ . При этом управление может не выключаться, но будет циркулировать внутренняя реактивная мощность с тепловыми потерями.

## 3. Двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь (ДИВП).

Функции ДИВП:

- питание магистрального трехфазного стартер-генератора в стартерном режиме;
- резервное питание  $РУ \approx 115/200$  В, 400 Гц при повышенных нагрузках и/или отказах в циклоконверторах ( $ЦК_{A,B,C}$ );
- резервное питание ДЗППН («горячий» резерв) в параллель с (или вместо) В-В-ККМ.

На рис. 2 представлена силовая схема однофазного модуля ДИВП с накопительно-демпфирующим трансреактором  $T-L_{H/D}$  и дифференциальным питанием ДЗППН  $0 \pm 135(270)$  В. Схема содержит два мостовых импульсных коммутатора  $ИК_1$  и  $ИК_2$  шестиплечевой и четырехплечевой, разделенные двумя обмотками  $L_1$  и  $L_2$  трансреактора  $T-L_{H/D}$ , а также входной и выходной емкостные фильтры  $C_{\phi_{1,2}}$  и  $C_{\phi_2}$ . Все восемь электронных ключей снабжены обратно-блокирующими диодами и нерассеивающими демпферно-снабберными цепочками ДСЦ  $L_{d_{1-8}}-C_{sn_{1-8}}$  с зарядно-разрядными двухдиодными стойками. Кроме этих стоек, введены две суммирующие стойки  $VD_{01-02}$  и  $VD_{03-04}$ . Наличие ДСЦ выгодно отличает эту схему от приведенной в [2] (с. 84, рис. 2.4.1а), так как повышает надежность, КПД и удельную мощность устройства, а также снижает коммутационные помехи (кондуктивные и излучаемые). Зеркальная симметрия расположения большинства элементов схемы и аналогия алгоритмов коммутации ключей на «положительном» и «отрицательном» полупериодах фазного напряжения  $U_{AN} = U_{C_{\phi}}$  (в инверторном и выпрямительном режимах) позволяют рассмотреть работу схемы только на одном («положительном») полупериоде при положительном

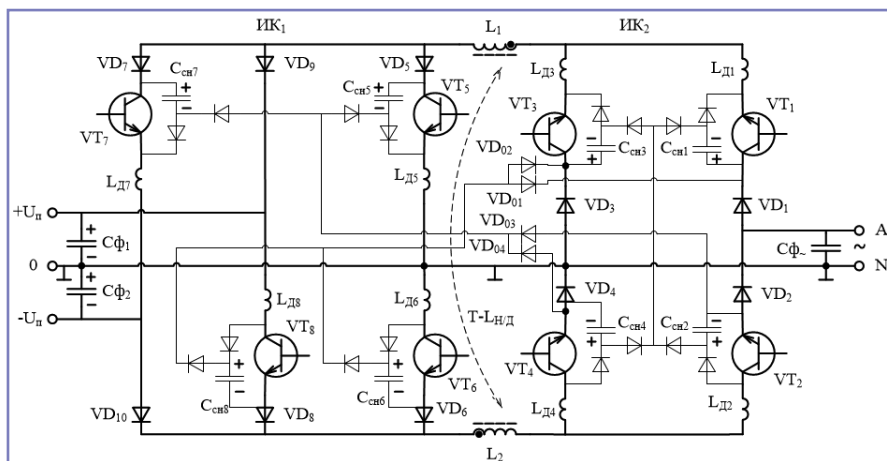


Рис. 2. Схема однофазного модуля ДИВП

потенциале вывода А относительно нейтрального вывода N.

Ключи коммутаторов ИК<sub>1</sub> и ИК<sub>2</sub> коммутируются с высокочастотной широтно-импульсной модуляцией с постоянным периодом  $T_{\text{шим}}$  и регулируемой длительностью импульсов  $t_{\text{и}} = \gamma T_{\text{шим}}$ . При обоих направлениях преобразования (инверторном и выпрямительном) в пределах рассматриваемого полупериода  $U_{\text{АН}} > 0$  возможны интервалы (режимы) понижения и повышения напряжения, рассматриваемые ниже.

3.1. Инверторный понижающий режим  $|U_{\text{п}}| > U_{\text{АН}}$ .

На произвольном периоде  $T_{\text{шим}}$  сначала включаются ключи  $VT_8$  и  $VT_2$ , и происходит нарастание полного потокосцепления  $L_1$  и  $L_2$  (этап  $d\psi/dt > 0$ ) вместе с током в цепи  $C\phi_1-VT_8-L_2-VT_2-C\phi_2-C\phi_1$  в течение длительности  $t_{\text{и}} = \gamma T_{\text{шим}}$ . Затем одновременно выключаются эти ключи, а включаются  $VT_4$  и  $VT_6$ , и происходит приблизительное сохранение полного потокосцепления (этап  $d\psi/dt \approx 0$ ) вместе с короткозамкнутым током в цепи  $L_2-VT_4-VT_6-L_2$  в течение длительности токозамыкающей паузы  $\Delta t_{\text{и}} = \Delta\gamma T_{\text{шим}}$ . После этого ключ  $VT_4$  выключается, а включается ключ  $VT_2$  ( $VT_6$  остается включенным), и происходит частичное или полное спадание полного потокосцепления (этап  $d\psi/dt < 0$ ) вместе с током в цепи  $L_2-VT_2-C\phi_2-VT_6-L_2$  в течение длительности  $T_{\text{шим}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\text{и}} = (1 - \gamma - \Delta\gamma) T_{\text{шим}}$ . Далее указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются в пределах рассматриваемого понижающего режима (интервала).

3.2. Инверторный повышающий режим  $|U_{\text{п}}| < U_{\text{АН}}$ .

На произвольном периоде  $T_{\text{шим}}$  сначала включаются ключи  $VT_8$  и  $VT_4$ ,

и на этапе  $d\psi/dt > 0$  ток нарастает по цепи  $C\phi_1-VT_8-L_2-VT_4-C\phi_1$ . Затем ключ  $VT_8$  выключается, а включается ключ  $VT_6$  ( $VT_4$  остается включенным), и на этапе  $d\psi/dt \approx 0$  ток замыкается по цепи  $L_2-VT_4-VT_6-L_2$  (токозамыкающая пауза), после чего  $VT_4$  и  $VT_6$  выключаются, а включаются  $VT_2$  и  $VT_8$ , и на этапе  $d\psi/dt < 0$  ток частично или полностью спадает по цепи  $L_2-VT_2-C\phi_2-VT_8-L_2$ . Далее указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются в пределах рассматриваемого повышающего режима.

3.3. Выпрямительный понижающий режим  $U_{\text{АН}} > |U_{\text{п}}|$ .

На произвольном периоде  $T_{\text{шим}}$  сначала включается ключ  $VT_1$ , и на этапе  $d\psi/dt > 0$  ток нарастает по цепи  $C\phi_2-VT_1-VD_9-C\phi_1-C\phi_2$ . Затем ключ  $VT_1$  выключается, а включаются ключи  $VT_3$  и  $VT_5$ , и на этапе  $d\psi/dt \approx 0$  ток приблизительно сохраняется в цепи  $L_1-VT_3-VT_5-L_1$  (токозамыкающая пауза). После паузы ключ  $VT_5$  выключается ( $VT_3$  остается включенным), и на этапе  $d\psi/dt < 0$  ток частично или полностью спадает по цепи  $L_1-VD_9-C\phi_1-VT_3-L_1$ .

Далее указанные этапы высокочастотно-периодически качественно повторяются в пределах рассматриваемого понижающего режима.

3.4. Выпрямительный повышающий режим  $U_{\text{АН}} < |U_{\text{п}}|$ .

На произвольном периоде  $T_{\text{шим}}$  чередуются этапы  $d\psi/dt > 0$  с током в цепи  $C\phi_2-VT_1-L_1-VT_5-C\phi_1$ ,  $d\psi/dt \approx 0$  с током в цепи  $L_1-VT_5-VT_3-L_1$  и  $d\psi/dt < 0$  с током в цепи  $L_1-VD_9-C\phi_1-C\phi_2-VT_1-L_1$ .

При обоих направлениях преобразования с помощью одновременного регулирования двух взаимонезависимых параметров  $\gamma$  и  $\Delta\gamma$  (дуальное управление) в замкнутом контуре

управления по эталонным сигналам с отрицательными обратными связями производится одновременное регулирование выходного напряжения со стабилизацией его среднего (при выпрямлении) или действующего (амплитудного при инвертировании) значения и мгновенного значения полного потокосцепления трансреактора, пульсирующего по модульно-синусному закону  $\Psi(t) = \Psi_0 |\sin(\omega t + \Delta\phi)|$ , где  $\Psi_0$  и  $\phi$  – стабилизированные значения амплитуды и фазового сдвига. При этом благодаря перекоммутации токов обмоток  $L_1$  и  $L_2$  накопительно-демодуляторного трансреактора T-Лнд в цепи фазного вывода А формируется либо синусоидальный ток  $i_A(t) = I_0 \sin(\omega t + \Delta\phi)$ , либо синусоидальный потенциал  $V_A(t) = V_0 \sin(\omega t + \Delta\phi_V)$ , где фазовые сдвиги в трех фазных модулях, соответственно, составляют 0,  $+2\pi/3$  и  $-2\pi/3$ . Этим обеспечиваются не только пофазная симметрия напряжений в инверторном режиме для трех модулей, но и приближение к единице коэффициента мощности в выпрямительном режиме (коррекция коэффициента мощности, подобная В-В-ККМ).

### Альтернативный вариант структуры и силовой схемы ЭЭС

На рис. 3 представлена силовая схема магистрального канала авиабортовой системы электроснабжения (СЭС) с питанием от магнитоэлектрического стартер-генератора МЭСГ и ИБП на базе резервных аккумуляторных химических и суперконденсаторных звеньев постоянных напряжений (АБ и ДЗППН) и трансформаторно-циклоконверторного звена прямоугольных токов высокой частоты Т-ЦЗПТ<sub>В/Ч</sub>. Здесь использованы следующие обозначения:

СУ – силовая установка;

АР – аварийный расцепитель валов;

МЭСГ – магнитоэлектрический стартер-генератор;

АЗС – автомат защиты сети;

ОВИП-ККМ-СН – обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности и стабилизацией напряжений;

ДЗПН и ДЗПНН ( $0 \pm U_d$ ) – дифференциальные звенья повышенного и низкого напряжений;

УДН<sub>п</sub> и УДН<sub>н</sub> (ОИК<sub>п/н</sub>-«ДТЗ») – уравнительные делители повышенного и низкого напряжения (обратимые импульсные конвертеры – двунаправленные транспортеры заряда);

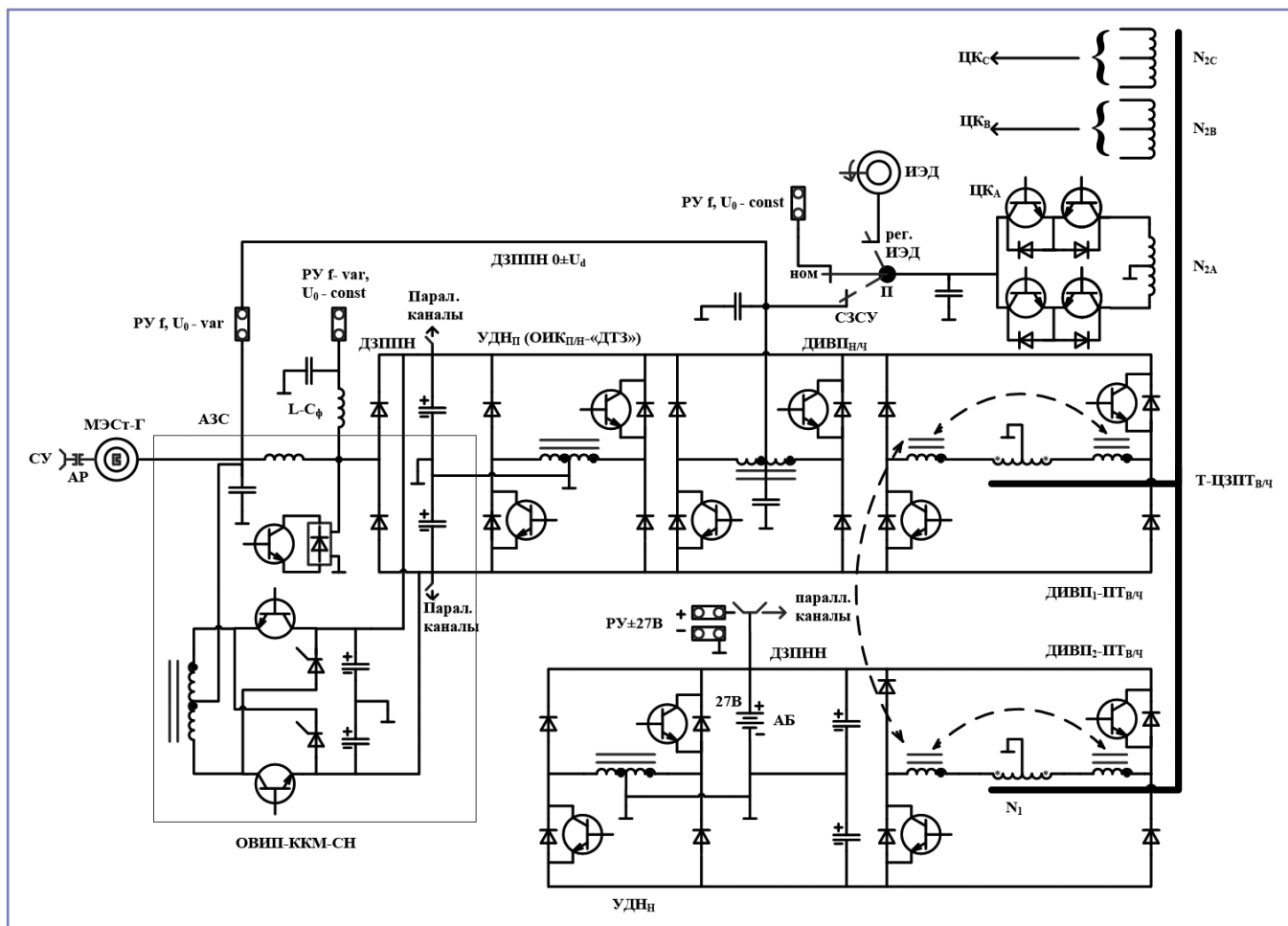


Рис. 3. Силовая схема магистрального канала авиабортовой ЭС с питанием от магнитоэлектрического стартер-генератора МЭСГ и ИБП на базе резервных аккумуляторных химических и суперконденсаторных звеньев постоянных напряжений (АБ и ДЗППН) и трансформаторно-циклоконверторного звена прямоугольных токов высокой частоты Т-ЦЗПТ<sub>В/ч</sub>

ДИВП<sub>н/ч</sub> – двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь низкой частоты;

ДИВП<sub>1,2-ПТВ/ч</sub> – двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь высокой частоты;

Т-ЦЗПТ<sub>В/ч</sub> – трансформаторно-циклоконверторное звено прямоугольного тока высокой частоты;

ЦК<sub>А, В, С</sub> – фазные циклоконверторы (реверсивные выпрямители);

ИЭД – исполнительный электродвигатель;

РУ f, U<sub>0</sub>-var; РУ f-var, U<sub>0</sub>-const; РУ f, U<sub>0</sub>-const; РУ±27В – распределительные устройства;

П – трехпозиционный переключатель с режимами регулирования ИЭД номинального питания и стартерного запуска СУ.

В этом варианте схемы вместо однонаправленного Виенна-выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности В-В-ККМ использован обратимый выпрямительно-инверторный

преобразователь с ККМ и стабилизатором напряжений ОВИП-ККМ-СН, который помимо функции трехфазного регулируемого инвертора синусоидальных токов/напряжений РИСТ/Н и стабилизатора амплитуды напряжения электромашиного генератора (одновременно со стабилизацией дифференциальных выпрямленных напряжений) выполняет также функцию обратимого трансформаторного импульсного конвертора ОТИК для резервной взаимосвязи между дифференциальными звеньями постоянных повышенного ДЗППН и пониженного напряжений ДЗПНН и с аккумуляторной батареей АБ 27В.

Для стабилизации амплитуды переменного напряжения U<sub>0</sub>-const он снабжен фильтром низкой частоты L-C<sub>φ</sub>, включенным между входом выпрямителя и РУ f-var, U<sub>0</sub>-const и питающимся трапецидальным переменным напряжением, а для функции РИСТ/Н он снабжен двухсекционным трансреактором Т-Л и мостовым модулятором

ММ на базе двух параллельных вентильно-ключевых стоек по схеме косоуго моста.

В заключение рассмотрения работы основных узлов ИБП следует указать, что помимо удовлетворения всем перечисленным требованиям предложенные схемы узлов обладают общим дополнительным достоинством – безынерционностью переключения направлений преобразования благодаря отсутствию реверса полного потока сцепления используемых трансреакторов. Это позволяет обеспечить высокое качество регулирования в переходных процессах и высокое качество преобразуемой электроэнергии на входах и выходах узлов.

### Выводы

Предложенные нетрадиционные схемотехнические решения для резервно-аккумуляторного источника бесперебойного питания ИБП, предназначенного для авиакосмических

электроэнергетических комплексов ЭЭК, в частности для полностью электрифицированных самолетов ПЭС с повышенной электроэнерговооруженностью (до 1,5 МВт и более), удовлетворяют всем основным требованиям, предъявляемым к ЭЭК, и пригодны для реализации их модульно-масштабируемой архитектуры на базе параллельных унифицированных модулей. Такая архитектура позволяет существенно повысить производственную, монтажную и эксплуатационно-ремонтную технологичность, снизить трудозатраты и простои транспорта и повысить надежность ЭЭК.

Решения защищены приоритетом РФ и представляют интерес для широкого круга специалистов в области силовой электроники ЛА и других транспортных ЭЭК.

### Литература

1. Электрический самолет: концепция и технологии / А.В. Левин, С.М. Мусин, С.А. Харитонов, К.Л. Ковалев, А.А. Герасин, С.П. Халютин, под ред. С.М. Мусина. – Уфа: УГАТУ, 2014. – 388 с.
2. Резников С.Б., Бочаров В.В., Харченко И.А. Электромагнитная и электроэнергетическая совместимость систем электроснабжения вторичных источников электропитания полностью электрифицированных самолетов / Под ред. С.Б. Резникова. – М.: Издательство МАИ, 2014. – 160 с.
3. Машуков Е.В., Шевцов Д.А., Улященко Г.М. Транзисторные аппараты защиты и коммутации для авиационных систем распределения энергии. – М.: Издательство МАИ-ПРИНТ, 2009. – 488 с.
4. Резников С., Климова С., Харченко И., Смирнов В., Савостьянов В. Резервно-аккумуляторные источники бесперебойного питания для автономных и сетевых систем электроснабжения со звеном постоянного повышенного напряжения // Силовая электроника, № 2, 2016. – С. 64–68.

#### **Резников Станислав Борисович**

Родился в 1941 году. В 1965 году окончил Московский авиационный институт по специальности «Авиационное электрооборудование». Доктор технических наук, профессор. В 1961 году защитил диссертацию на тему «Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость транспортного электрооборудования с высоковольтными цепями питания». Опыт работы – 50 лет. В настоящее время работает профессором кафедры «Теоретическая электротехника» МАИ. Имеет более 200 научных работ и более 150 патентов на изобретения и полезные модели.

#### **Харченко Игорь Александрович**

Родился в 1958 году. Окончил Киевское высшее военное авиационное инженерное училище по специальности «Инженер-электрик» (1981 год) и Московский государственный университет по специальности «Математик» (1997 год). Кандидат технических наук, доцент. В 2004 году защитил диссертацию на спецтему. Опыт работы – 39 лет. В настоящее время работает доцентом кафедры «Теоретическая электротехника» МАИ. Имеет 121 печатный труд, в том числе 58 патентов.

#### **Храмцов Кирилл Николаевич**

Родился в 1991 году. В 2013 году окончил Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет). Опыт работы – 5 лет. В настоящее время учится в аспирантуре МАИ. Имеет 5 научных работ.

#### **Жегов Николай Алексеевич**

Родился в 1985 году. В 2010 году окончил Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет). Опыт

работы – 5 лет. В настоящее время работает ведущим инженером в МОКБ «Марс».

#### **Reznikov Stanislav**

Was born in 1941. In 1965 he graduated from Moscow Aviation Institute majoring in «Airborne electrical equipment». He is doctor of technical sciences. In 1961 he defended the dissertation with topic «Electric power and electromagnetic compatibility of transport electrical equipment with high-voltage power circuits». He has 50 years of work experience. At present he works as professor of «Theoretical electric engineering» department of Moscow Aviation Institute. He has more than 200 scientific works and more than 150 invention patents and utility model.

#### **Charchenko Igor**

Was born in 1958. He graduated from Kiev Higher Military Aviation Engineering School majoring in «Electrical engineering» (1981) and Moscow State University majoring in «Mathematics» (1997). He is Candidate of Technical Sciences, associate professor. In 2004 he defended the dissertation with special topic. He has 39 years of work experience. At present he works as associated professor of «Theoretical electric engineering» department of Moscow Aviation Institute. He has 121 published works, including 58 patents.

#### **Hramtsov Kirill**

Was born in 1991. In 2013 he graduated from Moscow Aviation Institute (National Research University). He has 5 years of work experience. At present he studies at Moscow Aviation Institute postgraduate school. He has 5 scientific works.

#### **Zhegov Nikolay**

Was born in 1985. In 2010 he graduated from Moscow Aviation Institute (National Research University). He has 5 years of work experience. At present he works as leading engineer of Moscow Experimental Design Bureau.

# Расчет степени заряда литийионных аккумуляторов, используемых в батарейных системах электромобилей и гибридных автомобилей

// SOC estimation of EV and HEV lithium-ion battery applications //

Ендачев Д.В., к. т. н., Скрипко Л.А., к. т. н.,  
ФГУП НАМИ, Москва

*Статья посвящена проблеме расчета степени заряда литийионных аккумуляторов, используемых в высоковольтных батареях электромобилей и гибридных автомобилей. Актуальность поставленной задачи заключается в невозможности непосредственного измерения степени заряда аккумулятора при эксплуатации транспортного средства, а значит, в отсутствии необходимого контроля над степенью заряда. Основными причинами этого являются продолжительный период восстановления напряжения после снятия нагрузки, а также пологая зависимость напряжения от степени заряда практически во всем диапазоне разряда аккумулятора. Проблема расчета степени заряда заключается в том числе в погрешностях используемых датчиков тока и, как следствие, неточности расчета баланса электроэнергии батареи. Рассматриваемый в статье метод расчета подразумевает использование экспериментальных зарядно-разрядных характеристик аккумулятора, построение его эквивалентной схемы замещения и использование фильтра Калмана для корректировки теоретически определенной величины степени заряда.*  
**Ключевые слова:** электромобили, гибридный автомобиль, фильтр Калмана, литийионная аккумуляторная батарея, расчет степени заряда аккумулятора.

*The article is devoted to the problem of state-of-charge (SOC) estimation for lithium-ion cells used in high-voltage applications designed for of electric and hybrid vehicles. The urgency of the challenges is to measure the SOC of the cells while vehicle operating and in absence of necessary control over charge level. The main reasons for this are: Li-ion cells long voltage relaxation time, also flat OCV-SOC curve of this chemistry in practically the entire range of discharge period. Besides, the problem is the inaccuracy of the current sensors and as a consequence of malfunctioning of calculating the energy balance. The proposed method considered to use the experimental charge-discharge characteristics, equivalent circuit and Kalman filter to correct a theoretically determined SOC.*  
**Keywords:** EV, HEV, Kalman filter, lithium battery, state-of-charge calculation.

Альтернативные виды транспортных средств, такие как электромобили или гибридные транспортные средства, сегодня приобретают все большую популярность у автолюбителей. Сейчас электромобиль на дорогах многих стран – заурядное явление. Даже в такой на первый взгляд малопривлекательной для подобных инноваций северной стране, как Норвегия, только в 2016 году было зарегистрировано более 4,5 тыс.

новых электромобилей. Новая волна интереса к электромобилям обусловлена усовершенствованием характеристик аккумуляторных батарей, их высокой надежностью, долговечностью и, самое главное, принципиальным увеличением энергоемкости. Пробег наиболее совершенных электромобилей сегодня уже достигает 400 км, а значит, опасения водителей остановиться на дороге из-за разряженной батареи становятся

неактуальными. Сейчас владелец электромобиля реже следит за уровнем заряда батареи. При среднем дневном пробеге порядка 60 км он может посещать станцию подзарядки один-два раза в неделю. При этом необходимо учитывать, что полное отсутствие контроля заряда аккумулятора может привести к тому, что добираться до электросети электромобилю придется на эвакуаторе. Поэтому правильное отслеживание степени заряда батареи и информирование водителя остаются важными задачами, стоящими перед инженерами и проектировщиками.

В зарубежных изданиях степень заряда аккумуляторов принято обозначать как SOC (state-of-charge). Этот показатель выражает отношение энергии, находящейся на данный момент в батарее, к энергии, которую она могла бы запасти в полностью заряженном состоянии. К примеру, SOC = 100% означает, что аккумуляторы в батарее полностью заряжены, а SOC = 50% – батарея наполовину пуста. Кроме вопроса информирования водителя о продолжительности поездки, контроль SOC важен и с точки зрения безопасности самих аккумуляторов. Многочисленные исследования подтверждают тот факт, что срок службы аккумуляторов в значительной мере зависит от глубины разряда. Поэтому водителям можно рекомендовать не разряжать батарею полностью. Такой режим постоянной частичной подзарядки позволяет предотвратить преждевременную деградацию аккумуляторов и продлить их срок службы. С другой стороны, особенностью литиевых аккумуляторов, используемых в электромобилях, является и то, что чрезмерный перезаряд может обернуться их преждевременным старением и даже возгоранием.

Принимая во внимание всю важность точного отслеживания степени заряда аккумуляторов (SOC) на электромобиле, на сегодняшний день



не удалось найти простого способа непосредственного ее измерения. Поэтому расчет SOC производят, используя измерения доступных в автомобиле параметров и дополнительные математические инструменты расчета. Например, датчики, установленные в батарейном блоке, позволяют измерять ток и напряжение аккумуляторов. Получив значения этих величин, можно с помощью расчетов судить о SOC. Безусловно, существует непосредственная зависимость напряжения аккумулятора от SOC, но точного представления о состоянии аккумулятора подобный замер напряжения не дает. Это объясняется особенностью химического состава литийионного аккумулятора. При разряде напряжение аккумулятора практически не меняется на всем диапазоне SOC. Например, напряжение железо-фосфатного литиевого аккумулятора составляет порядка 3,3 В при SOC = 90% и 3,2 В – при SOC = 30%. Установить такую незначительную разницу, особенно при нагрузке аккумулятора во время движения автомобиля, практически невозможно. Существует и другая проблема. Восстановление напряжения на клеммах аккумулятора после снятия нагрузки требует времени (порядка трех часов в зависимости от типа аккумулятора). Следовательно, после остановки автомобиля системе потребуется достаточно долгое время для того, чтобы произвести измерение. При этом на точность измерения могут повлиять внешние условия: температура аккумуляторов, энергопотребление периферийных систем во время стоянки, степень износа аккумуляторов и т. п.

Предположим, что возможно использовать наиболее простой способ контроля SOC. Он заключается в измерении силы тока, протекающего через аккумулятор, и в подсчете емкости, которую отдал аккумулятор. Электронная система управления батареей должна интегрировать значение тока за все время движения и в итоге получить отданную аккумулятором емкость. Далее системой выполняется простой расчет SOC:

$$SOC = \left(1 - \frac{I \cdot t}{Q_{max}}\right) \times 100\%,$$

где SOC – степень заряда на текущем шаге расчета, %;

$I \cdot t$  – емкость, отданная аккумулятором за время ездового цикла, А·ч;

$Q_{max}$  – максимальная емкость аккумулятора, А·ч.

Этот простой способ не имел бы альтернативы, если бы на точность расчета не влияли ошибки измерения, а именно погрешности датчика тока. Такие ошибки возникают, во-первых, из-за неточности самого датчика, а во-вторых, из-за дополнительного расхода электроэнергии на автомобиле, который сложно учесть. Например, сложно фиксировать и учитывать небольшие токи балансировки аккумуляторов, ток утечки при выравнивании потенциалов высоковольтной цепи, токи управления системой и т.п. В итоге следует говорить о дополнительной израсходованной, но неучтенной емкости, отданной аккумулятором в ездовом цикле и во время стоянки:

$$SOC = \left(1 - \frac{(I + I_{err}) \cdot t}{Q_{max}}\right) \times 100\%,$$

где  $I_{err}$  – неучтенный ток или ток ошибки, А.

Применительно к чистым электромобилям, то есть к заряжаемым от электросети, влияние подобных ошибок не критично. Чистые электромобили, как правило, заряжаются «под завязку». При этом накопленные ошибки, о которых говорилось ранее, можно сбросить при достижении SOC = 100%.

Для гибридов проблема остается, казалось бы, нерешенной. Далее речь пойдет о гибридах, которые не подзаряжаются от электросети. Вспомним «Тойоту Приус» первых поколений. В подобных гибридах используется все та же высоковольтная аккумуляторная батарея, но здесь она играет роль не тягового источника, а так называемого буфера энергии. Такой буфер энергии помогает двигателю внутреннего сгорания работать в более экономичном режиме, сглаживая и оптимизируя его переходные режимы. Как известно, батарея здесь заряжается только от бортового генератора, то есть источником энергии выступает двигатель внутреннего сгорания. SOC батареи в подобных гибридах балансирует в пределах 10–90%. Минимальный запас энергии порядка 10% необходим для запуска двигателя внутреннего сгорания и электроснабжения потребителей при неработающем генераторе. Наличие «свободного места» (от 90 до 100%) необходимо для энергии, которая будет возвращена в батарею при торможении автомобиля. Из вышеизложенного следует, что в гибридах достаточно сложно получать достоверную информацию о SOC, поскольку невозможно в какой-либо момент обнулять ошибку, как это

было предложено в случае с электромобилем. При этом неправильный расчет SOC повлечет сбой в системе управления гибридом, поскольку через некоторое время будет накоплена достаточно существенная ошибка.

Несмотря на озвученные трудности, решение данной проблемы все же найдено. Остановимся на подходе, который заключается в разработке специальной математической модели, позволяющей рассчитывать SOC непосредственно при движении гибрида. Такая модель содержит эквивалентную схему замещения аккумулятора и блок вычисления SOC. При вычислении SOC здесь применяется дополнительный математический инструмент, а именно фильтр Калмана. Подобный алгоритм реализован в одном из проектов ФГУП НАМИ. Объектом исследования являлся аккумулятор типа LPF емкостью 20 Ач, для которого на нагрузочном стенде были сняты зарядно-разрядные характеристики в различных ездовых циклах. После получения достаточного объема данных стало возможным определить параметры эквивалентной схемы замещения (рис. 1). Изображенная на рисунке схема содержит электрохимический источник ЭДС (E0), активное сопротивление R0 и две цепочки R1C1 и R2C2, описывающие переходные химические процессы аккумулятора при динамическом изменении тока.

Все указанные параметры схемы замещения (ЭДС, активные сопротивления и емкости) зависят от степени заряда аккумулятора, то есть являются функцией SOC. Температурное влияние на изменение параметров аккумулятора на данном этапе исследования не рассматривалось. Согласно схеме замещения напряжение  $U_t$  на клеммах аккумулятора определяется известным выражением

$$U_t = E0 - IR_0 - U_1 - U_2,$$

где E0 – ЭДС, В;

I – ток аккумулятора, А;

$U_1$  и  $U_2$  – напряжения на RC-цепочках, В.

Результаты моделирования для произвольного цикла нагрузки представлены на рис. 2.

Как было сказано выше, информация о степени заряда аккумулятора может быть получена косвенным путем при измерении только двух величин: тока и напряжения. При этом напряжение аккумулятора в отличие от тока может быть измерено достаточно точно и с высокой

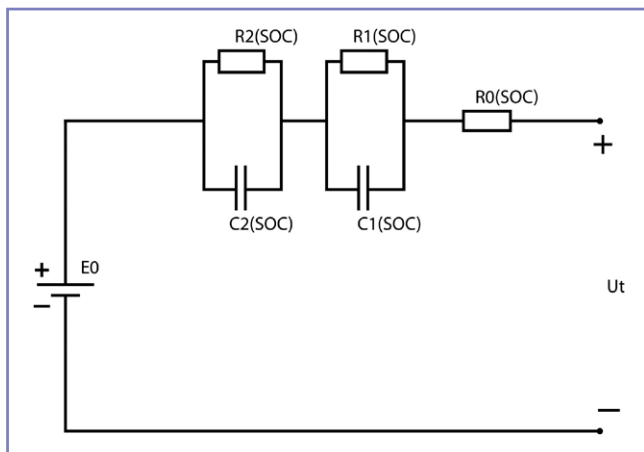


Рис. 1. Схема замещения аккумулятора

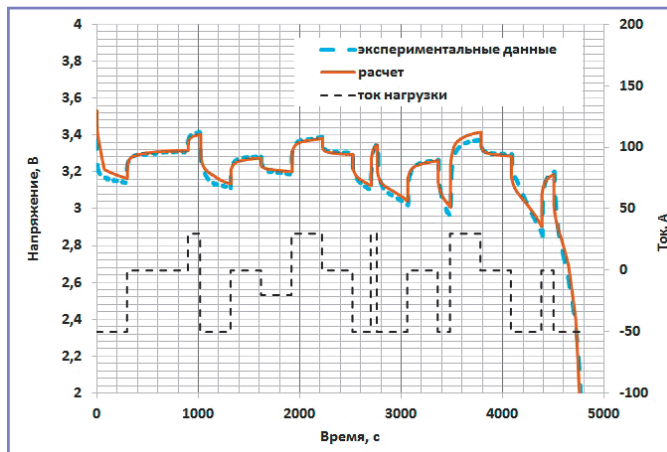


Рис. 2. Моделирование зарядно-разрядного цикла аккумулятора

периодичностью получения информации. Это привело инженеров к идее использования в модели дополнительного математического инструмента, а именно фильтра Калмана. Теория фильтра Калмана стала широко известна с 60-х годов прошлого века. Принцип работы фильтра заключается в расчете искомой величины на основе ее теоретического предсказания и с последующей корректировкой. В упрощенном виде алгоритм можно записать следующим образом:

$$X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k \quad (1)$$

$$X_k = X_{k-1} + K(Y_k - C X_{k-1}), \quad (2)$$

где  $X$  – искомая величина (в нашем случае рассчитывается значение SOC);

$A, B, C$  – коэффициенты;

$U_k$  – управляющий сигнал (при расчете использовался ток аккумулятора);

$K$  – коэффициент усиления Калмана;

$Y$  – измеряемый корректирующий сигнал (в нашем случае это напряжение аккумулятора).

Структурная схема алгоритма расчета SOC с использованием фильтра Калмана представлена на рис. 3.

В рамках данной статьи не будем подробно останавливаться на описании теории фильтра Калмана и последовательности расчета. Кратко отметим, что для предсказания израсходованной емкости сила тока умножается на время шага расчета (выражение (1)). Далее, учитывая предсказанное значение SOC, рассчитывается напряжение  $U_t$  исходя из параметров схемы замещения. Разница между  $U_t$  и информацией, полученной с датчика напряжения (сигнал  $Y_k$ ), позволяет с помощью выражения (2) определить значение корректировки SOC на следующем шаге расчета. Таким образом, модель, отслеживая напряжение аккумулятора на каждом шаге расчета, корректирует величину SOC. При этом корректировка SOC происходит плавно, что позволяет избежать возможных ошибок в случае получения зашумленного сигнала с датчиков тока или напряжения. Рис. 4 иллюстрирует результаты моделирования и позволяет понять принцип работы фильтра Калмана. На графике представлено изменение SOC в процессе разряда аккумулятора

стабилизированным током 50 А. Для наглядности на рисунке показан график действительной (теоретической) SOC.

Чтобы наглядно продемонстрировать работу фильтра, на первом шаге расчета была изначально установлена ошибка SOC. Как видно из графика, несмотря на существенную первоначальную ошибку (20%), расчетная SOC быстро приближается к теоретической SOC и в итоге принимает верное значение. При анализе графиков следует учитывать, что пунктирная линия SOC<sub>t</sub> показана исключительно для понимания работы модели. При реальной эксплуатации аккумулятора значение SOC<sub>t</sub> неизвестно по причинам, изложенным выше. В реальных условиях начальная ошибка SOC в 20% вряд ли возможна. Подобная величина будет свидетельствовать о неисправности аккумуляторов, их существенном износе, сильном саморазряде, повреждении изоляции и т.п. Несмотря на это, даже в случае большого расхождения на первом этапе расчета алгоритм в итоге приведет к верным результатам, что продемонстрировано на рисунке.



Рис. 3. Алгоритм расчета SOC с использованием фильтра Калмана

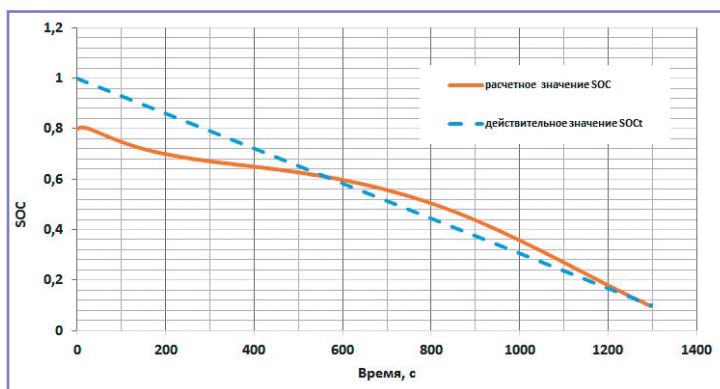


Рис. 4. Расчет SOC при разряде аккумуляторов стабилизированным током

Напомним, что представленные графики (рис. 4) соответствуют разряду аккумулятора стабилизированным током, то есть разрядным током постоянной величины. Такой режим работы аккумулятора в гибридных автомобилях не применяется. Напротив, ток нагрузки в этих системах постоянно меняется как по величине, так и по направлению. На рис. 2 показан вариант циклической нагрузки, где разряд аккумулятора чередуется паузами или зарядом, а изменение напряжения происходит нелинейно в силу особенностей химического состава аккумулятора. На завершающем этапе работы было проведено моделирование расчета SOC в подобном динамическом режиме. С целью проведения научных исследований цикл заряда-разряда аккумулятора был построен таким образом, что величина SOC изменялась с 1 до 0, то есть моделировался постепенный разряд образца. Это позволило оценить адекватность модели для всего возможного диапазона SOC. Отрицательное значение тока на рис. 2 соответствует заряду аккумулятора, а положительное значение – разряду. Амплитуда тока составила от –50 до +30 А. Моделирование динамической системы проводилось по алгоритму, показанному на рис. 3, с использованием схемы замещения аккумулятора и дополнительной корректировкой с помощью фильтра Калмана. Для наглядности, как и в предыдущем опыте, изначально введена ошибка SOC в 20%. Как видно из информации, представленной на рис. 5, несмотря на заданную ошибку, график расчетной SOC в итоге принимает верное значение и затем изменяется в окрестности теоретически верной SOC<sub>t</sub>.

На основании результатов проведенных исследований можно сделать вывод, что рассмотренный метод

расчета дает хороший результат при моделировании динамических нелинейных систем. Максимальная ошибка в определении SOC для всех рассмотренных режимов составила не более 8%. Исследование показало, что точность расчета в значительной степени зависит от правильного подбора параметров схемы замещения. Дальнейшая настройка коэффициента усиления Калмана позволяет варьировать скорость сходимости расчетного и действительного значений SOC. Правильность выбора параметров фильтра позволяет избежать ошибочно резкого отклонения SOC от верного значения при зашумленности сигнала на датчиках напряжения или тока. Очевидно, что построение модели и выбор всех параметров должны основываться в том числе на особенностях самой энергоустановки и области ее применения, поэтому выверка модели должна проводиться в реальном цикле нагрузки и на реальном опытном образце. Из преимуществ рассмотренного алгоритма стоит отметить возможность контроля SOC для каждого аккумулятора в составе аккумуляторных блоков. На основе получаемых данных о SOC для каждого элемента можно создавать математические инструменты системы балансировки, контролировать степень износа аккумуляторов. Кроме того, подобная модель может позволить разработчикам электропривода, отслеживая уровень заряда батареи, прогнозировать ее энергетический потенциал в динамической системе управления.

### Литература

1. Plett G.L. Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs. Part 1. Background, Power Sources, 2004, 134 (2), p. 252–261.
2. Verbrugge M., Tate E. Adaptive state of charge algorithm for nickel metal hybrid batter-

ies including hysteresis phenomena // Journal of Power Sources, 2004 (126), p. 236–249.

3. Verbrugge M., Koch B. Generalized Recursive Algorithm for Adaptive Multi parameter // Regression. Journal of Electrochemical Society, (2006). A187–A201.
4. Scrosati B. and Garche J. Lithium batteries: Status, prospects and future // J. Power Sources, 2010, 195(9), p. 2419–2430. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2009.11.048.
5. Park, Ok Kyung, Yonghyun Cho, Sanghan Lee, Ho-Chun Yoo, Hyun-Kon Song and Jaephil Cho. Who will drive electric vehicles, olivine or spinel? // Energy & Environmental Science, 2011, 4(5), p. 1621–1633. DOI: 10.1039/C0EE00559B.
6. Huria T., Ceraolo M., Gazzari J., Jackey R. High fidelity electrical model with thermal dependence for characterization and simulation of high power lithium battery cells // Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012, IEEE International, March 2012. DOI: 10.1109/IEVC.2012.6183271.
7. Pop V., Bergveld H., Notten P. and Regtien P. State-of-the-art of battery state-of-charge determination // Meas. Sci. Technol., 16.

#### Ендачев Денис Владимирович

Родился в 1983 году. В 2007 году окончил МГТУ им. Баумана по специальности «Инженер-программист». Кандидат технических наук. В 2016 году защитил диссертацию по теме «Прогнозирование характеристик криволинейного движения беспилотного АТС». Опыт работы – более 10 лет. В настоящее время работает директором Центра информационных и интеллектуальных систем ФГУП НАМИ.

#### Скрипко Леонид Александрович

Родился в 1976 году. Окончил МАДИ по специальности «Электрооборудование автомобилей и тракторов». Кандидат технических наук. В 2000 году защитил диссертацию по теме «Комбинированные энергоустановки электромобилей». Опыт работы – более 15 лет. В настоящее время работает ведущим инженером в ФГУП НАМИ. Автор патента № 166471 «Схема гибридного привода автомобиля».

#### Endachev Denis

Was born in 1983. In 2007 he graduated from Moscow State Technical University majoring in «Software engineer». He is Candidate of Technical sciences. In 2016 he defended the dissertation with topic «Forecasting the characteristics of the curvilinear motion of an unmanned automatic telephone exchange». He has 10 years of work experience. At present he works as Manager of Information and intellectual systems of State Research Center of the Russian Federation.

#### Skripko Leonid

Was born in 1976. He graduated from Moscow Automobile and Road Construction State Technical University majoring in «Electric equipment of automobiles and tractors». He is Candidate of Technical Sciences. In 2000 he defended the thesis, the subject is «Combined electric plants of automobiles». He has more than 15 years of work experience. At present he works as Senior Engineer at State Research Center of the Russian Federation. He is author of patent no.166471 «The scheme of Hybrid drive of automobile».

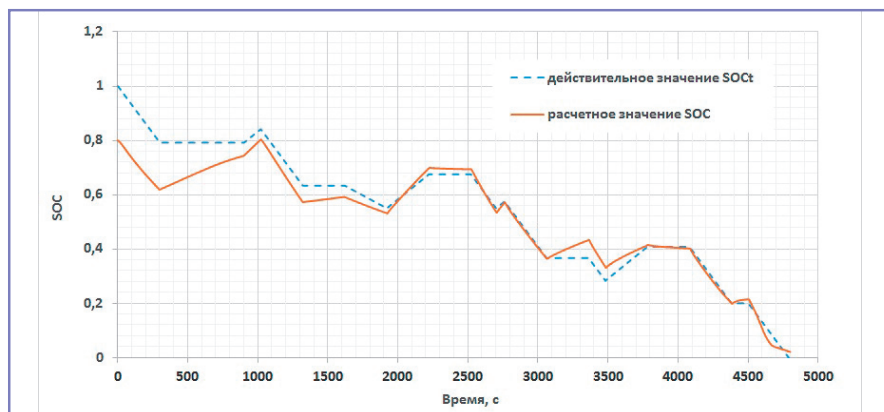


Рис. 5. Результаты расчета SOC при динамической нагрузке

# Обзор современных разработок электротехнического оборудования АО «Электропривод»

// Overview of current developments by JSC «Electroprivid» in the field of electrotechnical equipment //

**Власов А.И., к. т. н.,  
Коньшев Д.В., Новоселова А.В.,  
АО «Электропривод», г. Киров**

*В статье представлен обзор современных разработок предприятия АО «Электропривод» в области исполнительных механизмов, электродвигателей, авиационных электроприводов и систем электрозапуска газотурбинных двигателей.*

*Ключевые слова: электромеханизм, импортозамещение, системы электрозапуска, электростартер, автоматизированный электропривод.*

Созданный более полувека назад как филиал Московского агрегатного завода «Держинец» для осуществления разработок и поставок новых образцов самолетных электроагрегатов, а также для проведения работ по модернизации и унификации серийных изделий, повышению их надежности и увеличению ресурса АО «Электропривод» сегодня является динамично развивающимся предприятием, входящим в состав холдинга АО «Технодинамика» и осуществляющим разработку, изготовление и ремонт:

- автоматизированных электроприводов различного функционального назначения и их составных элементов (электромеханизмов вращательного, поступательного и качательного движения; электродвигателей всех типов на любые бортовые напряжения питания; блоков управления, датчиков и конечных выключателей), применяемых в системах автоматического управления и регулирования в авиационной, военной и космической технике, нефтегазовом комплексе, робототехнике, станкостроении, атомной энергетике;

- аппаратуры электроавтоматики для контроля и запуска авиадвигателей;

- электростартеров для запуска газотурбинных двигателей на газоперекачивающих станциях и газотурбинных электростанциях.

*The article presents the overview of novel developments by JSC «Electroprivid» in the field of electrical actuators, electric motors, aircraft electrical drives and turboshaft engine electric start-up systems.*

*Keywords: electric mechanism, import substitution industrialization, turboshaft engine electric start-up systems, electric starter motor, automatic electric drive.*

Обзор разработанных и серийно выпускаемых АО «Электропривод» изделий достаточно подробно описан в [1]. В настоящей статье представлены последние научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы в области авиационного электропривода, а также последние разработанные и освоенные в серийном производстве системы электрозапуска газотурбинных двигателей газоперекачивающих агрегатов и газовых электростанций.

## Электроприводы для управления механизацией крыла

Электропривод управления закрылками ЭПЗ-77, разработанный еще в 90-е

годы для военно-транспортного самолета Ан-70, стал первым электроприводом нового поколения, внедренным в систему управления механизацией крыла взамен традиционного гидропривода не только в отечественной, но и в зарубежной авиационной технике. И сегодня базовым направлением предприятия является разработка авиационных систем автоматизированных электроприводов.

К числу последних разработок в этой области принадлежит электропривод перемещения предкрылков и закрылков ЭППЗ-204, установленный на самолете Ту-204СМ и предназначенный для управления предкрылками и закрылками в режимах взлета, посадки и ухода на второй круг [1].

В 2016 году в соответствии с договором между АО «Технодинамика» и АО «Ил» завершилась разработка рабочей конструкторской документации на систему электропривода перемещения закрылков СЭПЗ-112 для модернизированного самолета Ил-112В. В 2016 году АО «Электропривод» как соисполнитель работ по договору осуществило технологическую подготовку и разработку испытательного оборудования для СЭПЗ-112. 2017 год станет для предприятия напряженным, знаковым периодом в отладке опытных образцов СЭПЗ-112,

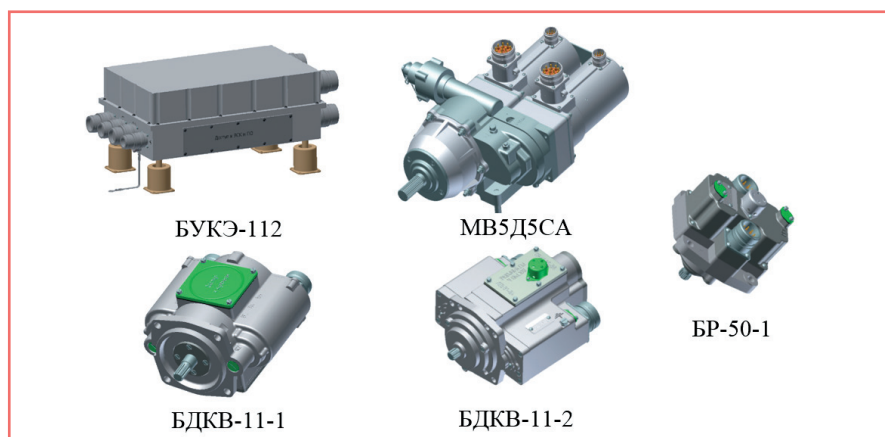


Рис. 1. Система электропривода перемещения закрылков СЭПЗ-112

Таблица 1. Основные технические характеристики СЭПЗ-112

Наименование параметра	Значение
Напряжение питания: – переменное трехфазное, частотой 400 Гц, В – постоянное, В	115/200 27
Максимальный эксплуатационный момент на валу электромеханизма, Н·м (кгс·м), не более: – противодействующий – помогающий	48 (4,9) 20 (2,0)
Момент нагрузки, ограниченный электроприводом, Н·м (кгс·м): – максимальный, не более – минимальный, не менее	100 (10,2) 70 (7,1)
Момент пробуксовки муфты электромеханизма, Н·м (кгс·м): – максимальный, не более – минимальный, не менее	140 (14,3) 101 (10,3)
Момент торможения выходного вала электромеханизма в обесточенном состоянии, Н·м (кгс·м), не менее	100 (10,2)
Частота вращения выходного вала электромеханизма при работе двух каналов при максимальном противодействующем или помогающем моментах, с <sup>-1</sup> (об./мин)	7,83–9,17 (470–550)
Суммарная масса, кг, не более	37

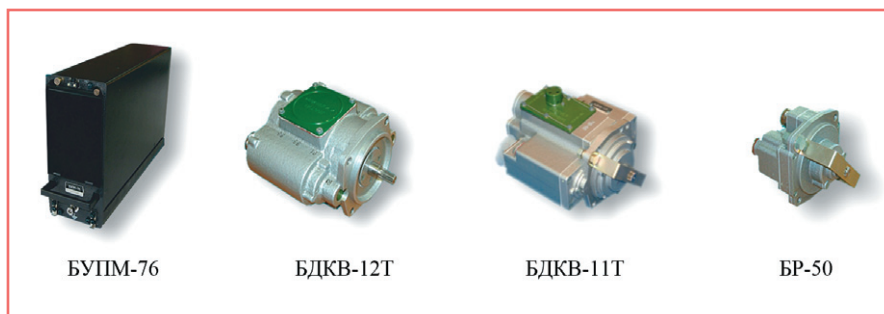


Рис. 2. Система управления приводами механизации СУПМ-76

Таблица 2. Основные технические характеристики СУПМ-76

Наименование параметра	Значение	
Номинальное напряжение питания постоянного тока, В	27	
Мощность, потребляемая системой, Вт, не более	250	
Полный рабочий ход системы по углу отклонения, град.:		
– закрылков	44	
– предкрылков	25	
Время выпуска на полный рабочий ход в «следящем» режиме управления, с, не более:		
– закрылков	27	
– предкрылков	15	
Статическая ошибка системы в «следящем» режиме управления закрылками (предкрылками) без учета зоны нечувствительности во всех условиях эксплуатации, процент от полного рабочего хода рулевого привода, не более	1,5	
Стабильность остановки системы в крайнем убранном и крайнем выпущенном положениях, процент от полного рабочего хода рулевого привода, не более	0,15	
Суммарная масса изделий системы без учета соединительных кабелей и ответных частей соединителей, кг, не более	13	
Габаритные размеры изделий системы, мм, не более	БУПМ-76	386x95x198
	БДКВ-11	170x132x99
	БДКВ-12	144x137x100
	БР-50	105x90x85

проведении испытаний и поставке системы для летной отработки на борту Ил-112В.

Состав СЭПЗ-112 (рис. 1):

- блок управления и контроля БУКЭ-112 – 2 шт.;
- электромеханизм МВ5Д5СА – 1 шт.;
- блок датчиков и концевых выключателей БДКВ-11-1 (датчики обратной связи) – 2 шт.;
- блок датчиков и концевых выключателей БДКВ-11-2 (датчик задающий) – 1 шт.;
- блок резисторов БР-50-1 (датчик положения трансмиссии) – 2 шт.;
- тормоз электромеханический ТЭМ-114А (функционально входит в состав системы, но не входит в комплект поставки. Устанавливается в трансмиссии управления закрылками) – 2 шт.

Основные технические характеристики СЭПЗ-112 представлены в таблице 1.

Еще одна система, применяемая в составе привода рулевых поверхностей самолета, разработанная и уже освоённая в серийном производстве, – система управления приводами механизации СУПМ-76. СУПМ-76 предназначена для управления гидравлическими приводами закрылков и предкрылком на самолете Ил-76МД-90А, который в настоящее время проходит второй этап летных испытаний.

Состав СУПМ-76 (рис. 2):

- блок управления приводами механизации БУПМ-76 – 2 шт.;
- блок датчиков угла и концевых выключателей БДКВ-12Т – 1 шт.;
- два блока датчиков угла и концевых выключателей БДКВ-11Т;
- четыре блока резисторов БР-50.

Система обеспечивает управление двумя рулевыми приводами РП60–3 (РП83–07) и четырьмя электромеханическими тормозами ТЭМ-5, которые входят в состав системы функционально, но не входят в комплект поставки.

Основные технические характеристики СУПМ-76 представлены в таблице 2.

Технически уникальным изделием является электромеханизм управления предкрылками и стабилизатором на самолете-амфибии Бе-200 МВ3,5Д25Д. Также на самолете Бе-200 электромеханизмы разработки АО «Электропривод» работают в приводах систем кондиционирования воздухом, в топливной системе, системе управления двигателем.



Рис. 3. ЭП реверсивного устройства ЭРУ-ПД14



Рис. 4. Система электропитания и коммутации СЭПК-14-1

Таблица 3. Основные технические характеристики ЭРУ-ПД14

Наименование параметра	Значение
Напряжение питания от сети постоянного тока: – номинальное напряжение, В – диапазон напряжений, В	28 22–30,3
Напряжение питания от сети переменного трехфазного тока: – номинальное напряжение (фазное/линейное), В – диапазон частоты, Гц	115–200 360–800
Максимальные суммарные нагрузки, Н	40 971,93
Длительность перекладки положений РУ при температуре не ниже -40 °С, с	2–6
Точность позиционного положения выходных штоков, мм	± 0,25
Режим работы электропривода	Длительный
Режим работы электромеханизма, входящего в состав электропривода	Повторно-кратковременный
Масса суммарная, кг, не более	58
Исполнение	Всеклиматическое

Таблица 4. Основные технические характеристики СЭПК-14-1

Наименование параметра	Значение	
Выходная мощность системы (при работе двух каналов) при частоте вращения ротора генератора, Вт, не менее – 3095 ... 5000 об./мин – 5200 ... 5600 об./мин – свыше 5600 об./мин	220 ... 250 290 ... 350 >350	
Выходное напряжение постоянного тока, В	От 31 до 33	
Размах пульсаций выходного напряжения, В, не более	±1	
Масса, кг, не более	блока питания	5,5
	генератора	4,8
Габариты, мм, не более	блока питания	112×300×221
	генератора	Ø130×230

Таблица 5. Технические характеристики МЗС-14

Наименование параметра	Значение
Напряжение питания от сети постоянного тока: – номинальное напряжение, В – диапазон напряжений, В	28 22,0–30,3
Нагрузочный момент на выходном валу, Н·м (кгс·м)	14 (1,43)
Угол поворота выходного вала с возможностью остановки в промежуточном положении и изменение этого положения по сигналам РЭД, град.	90 ± 3
Масса, кг, не более	2
Габариты, мм, не более	136,5×120×76

### Разработки для авиадвигателя ПД-14

По договору с АО «ОДК-Авиадвигатель» на предприятии продолжают работы в рамках главного стратегического проекта российского авиапрома – авиадвигателя ПД-14.

Ниже представлены разрабатываемые АО «Электропривод» системы и агрегаты для авиадвигателя ПД-14.

1. Электропривод реверсивного устройства ЭРУ-ПД14 (рис. 3), входящий в состав реверсивного устройства (РУ) авиадвигателя и предназначенный для перемещения подвижного обтекателя РУ и элементов подвижной части РУ из положения «Прямая тяга» двигателя в положение «Обратная тяга» двигателя и обратно во время пробежки самолета по ВПП после посадки по команде пилота, а также для удержания подвижного обтекателя РУ и элементов подвижной части РУ в положении «Прямая тяга» во время работы двигателя.

Разработанный электропривод проходит стендовые испытания в составе авиадвигателя. По результатам проведенных испытаний заказчиком АО «ОДК-Авиадвигатель» доработано техническое задание, изменены требования к надежности электропривода, действующим нагрузкам на выходном штоке электропривода, габаритным размерам электропривода, введены новые требования по огнестойкости. Работы по выполнению ОКР продолжают в соответствии с утвержденным планом-графиком.

Основные технические характеристики ЭРУ-ПД14 представлены в таблице 3.

Краткий обзор результатов работ в области электропривода реверсивного устройства, в том числе разработки АО «Электропривод», приведен в [2].

2. Система электропитания и коммутации СЭПК-14-1, предназначенная для автономного электропитания

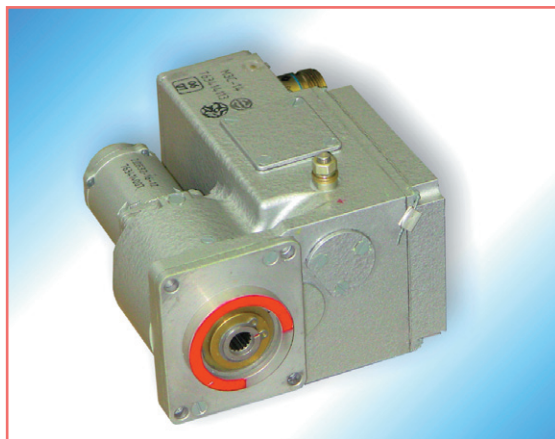


Рис. 5. Электромеханизм заслонки воздушного стартера МЗС-14

электронной части САУ электронных блоков двигателя ПД-14 и части исполнительных электрических механизмов, применяемая в качестве основного источника питания с резервом от бортовой системы электроснабжения. В состав системы входят генератор ГС112-0,37-150-1000 и блок питания и коммутации БПК-14-1 (рис. 4). Генератор переменного трехфазного тока переменной частоты содержит две секции генерирования, обеспечивающие электроэнергией переменного тока два канала БПК-14-1. БПК-14-1 обеспечивает выпрямление и стабилизацию напряжения генератора с последующей выдачей по двум каналам, каждый из которых состоит из четырех линий питания блоков САУ, а также контроль уровня напряжения на выходе каждого канала.

Основные технические характеристики СЭПК-14-1 представлены в таблице 4.

3. Электромеханизм заслонки воздушного стартера МЗС-14 (рис. 5) предназначен для управления положением заслонки воздушного стартера двигателя ПД-14 по сигналам электронного регулятора двигателя (РЭД). Экстренное закрытие заслонки реализуется за счет встроенной в электромеханизм возвратной пружины. Электромеханизм выполнен в интегральном исполнении и имеет встроенный двухканальный блок управления.

Основные технические характеристики МЗС-14 представлены в таблице 5.

4. Электромагнит замка РУ ЭМТ-14РУ (рис. 6) предназначен для работы в системе управления РУ – для управления включением замка РУ авиадвигателя ПД-14. Основные технические характеристики ЭМТ-14РУ представлены в таблице 6.

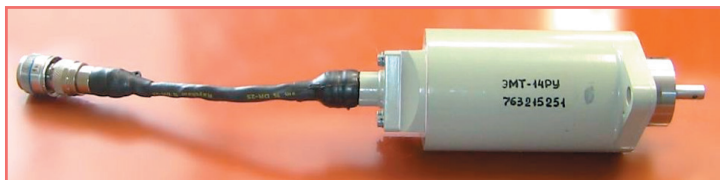


Рис. 6. Электромагнит замка РУ ЭМТ-14РУ



Рис. 7. Система сигнализации пневмоцилиндров ССП-ПД14

Таблица 6. Основные технические характеристики ЭМТ-14РУ

Наименование параметра	Значение
Номинальное напряжение питания постоянного тока, В	28
Рабочий ход сердечника, мм	9 <sup>+0,5</sup>
Усилие, развиваемое на штоке электромагнита во всех условиях эксплуатации: – в начале рабочего хода, Н (кг), не менее – в конце рабочего хода, Н (кг), не менее	4,9 (0,5) 78,4 (8,0)
Время срабатывания/отпускания при напряжении питания не менее 22 В и температуре окружающей среды не менее -30°С и не более 60°С, с, не более	0,1
В остальных случаях время срабатывания/отпускания, с, не более	0,2
Масса электромагнита, кг	2,3
Габарит, мм	Ø62,5x120
Режим работы	Кратковременный

Таблица 7. Основные технические характеристики ССП-ПД14

Наименование параметра	Значение
Электропитание в двух режимах: а) от автономного генератора постоянного тока: – номинальное напряжение постоянного тока, В – диапазон напряжения постоянного тока, В б) от бортовой системы электропитания постоянного тока: – номинальное напряжение постоянного тока, В – диапазон напряжения постоянного тока, В	32 31–33 28 22,0–30,3
Электропитание цепи подогрева от бортовой системы электропитания постоянного тока: – номинальное напряжение постоянного тока, В – диапазон напряжения постоянного тока, В	28 22,0–30,3
Потребляемая мощность: – без учета работы подогрева, Вт, не более – суммарная при работе подогрева, Вт, не более	3,5 8
Время готовности системы после включения электропитания: – без учета подогрева, с, не более – с учетом подогрева, мин, не более	4 4
Время срабатывания системы, с, не более – для СП1, СП6, СП8 – для СП2, СП7 – для СП3, СП4, СП5	0,1 0,3 1,0
Масса, кг, не более	БУСП-ПД14 СП-ПД14-1000 СП-ПД14-1200 ЖС-1 ЖС-2 0,20 0,25 0,25 0,90 1,10
Режим работы	Продолжительный

5. Система сигнализации пневмоцилиндров ССП-ПД14 (рис. 7), работающая в системе контроля состояния авиадвигателя и предназначенная для сигнализации смены крайних положений исполнительных элементов пневмоцилиндров и пневмоклапанов механизации двигателя ПД-14. Система состоит из сигнализаторов пневмоцилиндров СП, установленных непосредственно в пневмоцилиндры, блока управления БУСП в виде платы, установленной в блок мониторинга БМ-14 авиадвигателя, а также линии связи между БУСП и СП, состоящей из двух последовательно соединенных электрожгутов. БУСП предназначен для вычисления текущего значения емкости каждого из СП, обмена информацией по последовательному интерфейсу с БМ-14 и контроля исправности всех составных частей системы.

Система предназначена для функционирования в широком диапазоне температур: СП – от –60 до 550 °С, БУСП – от –60 до 100 °С. Основные технические характеристики ССП-ПД14 представлены в таблице 7.

6. Привод сдвижки РУ ПСФ-14 (рис. 8) для мотогондолы авиадвигателя ПД-14, предназначенный для сдвигания РУ с целью получения доступа к элементам двигателя при осмотрах и технических обслуживаниях. Основные технические характеристики ПСФ-14 представлены в таблице 8.



Рис. 8. Привод сдвижки РУ ПСФ-14

Работы по выполнению ОКР на агрегаты для авиадвигателя ПД-14 продолжаются в соответствии с утвержденными планами квалификации. До конца 2017 года завершатся предварительные испытания, и агрегаты получают литеру О, большинство из них пройдут межведомственные испытания.

**Разработка электроприводов, охлаждаемых топливом**

Высокий технический уровень разработок обеспечивается большим объемом собственных научно-исследовательских работ и тесным сотрудничеством со

многими проектными и учебными институтами и конструкторскими бюро, в том числе с головными отраслевыми институтами НИИАО, ЦАГИ, ЦИАМ.

Так, совместно с ФГУП «ЦИАМ им. П.И. Баранова» предприятие провело научно-исследовательские работы (НИР) по разработке охлаждаемого топливом электропривода с регулируемой частотой вращения для насоса высокого давления системы топливпитания ГТД. Одной из основных целей НИР являлась разработка технических решений по обеспечению удельной массы электропривода, не превышающей значения 0,5 кг/кВт.

Технические решения, предложенные на этапе НИР, положены в основу

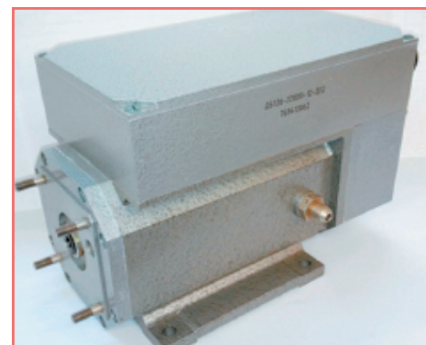


Рис. 9. Электропривод «Электро-ГТД-1»

разработки конструкторской документации экспериментального образца электропривода с жидкостным охлаждением, имеющим шифр «Электро-ГТД-1». Электропривод «Электро-ГТД-1»

Таблица 8. Основные технические характеристики ПСФ-14

Наименование параметра	Значение
Ход штока механизма, мм	1160 ± 5
Частота вращения вала в месте разъема под инструмент, с-1 (об./мин), не более	2,5 (150,0)
Нагрузка, действующая при сдвигании РУ в положение «Открыто», Н	250–750
Нагрузка, действующая при сдвигании РУ в положение «Закрыто», Н	750–3550
Масса привода ПСФ-14, кг, не более	5

Таблица 9. Основные технические характеристики «Электро-ГТД-1»

Наименование параметра	Значение
Номинальное напряжение питания постоянного тока, В	270
Максимальная мощность на выходном валу, кВт, не менее	23,0
Диапазон частоты вращения выходного вала, об./мин	400–12 200
Предельная мощность на выходном валу, кВт, не менее	31
Масса, кг, не более	13
Удельная масса, кг/кВт	0,42
Габаритный размер ВхНхL, мм	182×201×365
Режим работы	Продолжительный
Охлаждение	Жидкостное (ТС-1)

Таблица 10. Основные технические характеристики ЭСН

Наименование параметра	Значение
Питание цепей управления осуществляется от системы электропитания объекта: – номинальное напряжение постоянного тока, В – диапазон напряжения постоянного тока, В	27
	18,0–31,5
Питание силовых цепей осуществляется от системы электропитания объекта: – номинальное напряжение постоянного тока, В – диапазон напряжения постоянного тока, В	110±0,5
	80–130
Мощность, потребляемая ЭСН от источника питания постоянного тока силовой части, кВт, не более	3,8
Максимальная частота вращения, рад/с (об./мин)	1267 (12 100)
Максимальный нагрузочный момент на валу при максимальной частоте вращения, Н·м (кгс·см)	3,25 (33)
Масса ЭСН, кг, не более	14
Охлаждение	Жидкостное (топливом)



реализован в виде мехатронного модуля с интегрированным блоком управления (рис. 9). Основные технические характеристики представлены в таблице 9.

Проведенные работы показали возможность создания электропривода с удельной массой  $\leq 0,5$  кг/кВт [3]. В настоящее время электропривод «Электро-ГТД-1» проходит стендовые испытания в составе насоса в ФГУП «ЦИАМ им. П.И. Баранова».

Полученный АО «Электропривод» опыт создания «Электро-ГТД-1» положен в основу разработки еще одного охлаждаемого топливом регулируемого электропривода специального назначения (ЭСН). ЭСН обеспечивает дозирование расхода топлива за счет регулирования частоты вращения по сигналам управления от комплексного регулятора изделия или от пульта входного контроля на гидравлическом стенде. В настоящее время ЭСН проходит стендовые испытания, основные технические характеристики представлены в таблице 10.

### Разработка электропривода для самолета МС-21

АО «Электропривод» принимает участие в работах по импортозамещению агрегатов для разрабатываемого магистрального самолета XXI века МС-21 и выступает как соисполнитель работ в рамках договора между АО «Технодинамика» и ПАО «Корпорация «Иркут» по разработке, изготовлению и поставке устройства с электроприводом для грузовых дверей фюзеляжа самолета (УГДФ).

УГДФ (рис. 10) предназначено для перемещения (открытия, закрытия) грузовой двери в автоматическом режиме работы с ограничением вращающего момента по сигналу от тензометрической тяги при работе от электрических источников питания или в ручном режиме работы с ограничением вращающего момента кулачковой предохранительной муфтой при работе от приводной рукоятки. Устройство обеспечивает фиксацию грузовой двери в любом промежуточном положении. УГДФ работает в составе грузовой двери на протяжении всего жизненного цикла воздушного судна и эксплуатируется по техническому состоянию при нахождении самолета на земле.

Основные технические характеристики УГДФ представлены в таблице 11.

### Работы в рамках программы «Импортозамещение»

В целях реализации планов-графиков «Мероприятий по импортозамещению комплектующих изделий украинского производства, используемых для разработки, производства и ремонта образцов ВВСТ», утвержденных

заместителем министра обороны РФ и заместителем министра промышленности и торговли РФ, АО «Электропривод» в период с 2015 по 2016 годы осуществило постановку на производство шести изделий для образцов ВВСТ (рис. 11). Поставки серийных освоенных изделий начались уже в 2017 году.

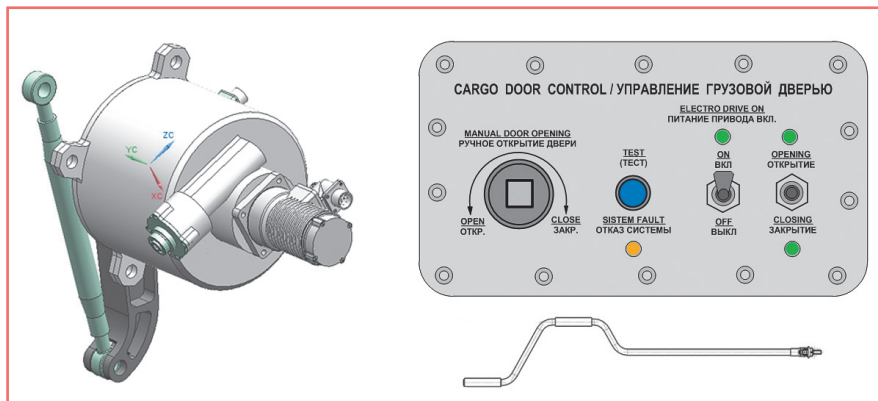


Рис. 10. Внешний вид изделий УГДФ

Таблица 11. Основные технические характеристики УГДФ

Наименование параметра	Значение
Напряжение питания постоянного тока (панель управления), В	28
Напряжение питания от сети переменного трехфазного тока (электромеханизм) частотой 400 Гц, В	115/200
Угол поворота выходного вала, град.	150 + 5
Максимальная скорость вращения выходного вала привода при нулевом внешнем моменте (от электродвигателя), °/с	20
Максимальный вращающий момент на валу электромеханизма, кгс·м, не менее	153
Время поворота выходного вала (время открытия), с	30 ± 10
Усилие открытия грузовой двери при работе с помощью ручного привода, Н (кгс), не более	50 (5,1)
Максимальная радиальная нагрузка на выходной вал, Н (кгс)	31 382 (3 200)
Общая масса УГДФ (два электромеханизма на самолет), кг, не более	57
Режим работы	Кратковременный



Рис. 11. Изделия, освоенные в рамках импортозамещения комплектующих изделий украинского производства

Таблица 12. Основные технические характеристики электромеханизма МКА-3А

Наименование параметра	Значение
Назначение: электромеханизм представляет собой исполнительный механизм для включения обмоток контактора типа К-600Д и других, входящих в систему электрического противообледенения хвостового оперения объекта	
Напряжение электропитания постоянного тока: – номинальное, В – диапазон напряжения постоянного тока, В	27 24,3–29,7
Потребляемый ток при номинальном напряжении питания в нормальных климатических условиях, А, не более	0,8
Ток нагрузки контактов при номинальном напряжении питания, А, не более	5
Габаритные размеры электромеханизма (Д×В×Ш), мм	231,5×100,5×156,3
Масса электромеханизма, кг, не более	2,4
Режим работы	Продолжительный

Таблица 13. Основные технические характеристики электродвигателя Д-12Т-В

Наименование параметра	Значение
Назначение: электродвигатель постоянного тока предназначен для привода электромеханизма МПФ-2-В	
Напряжение электропитания постоянного тока: – номинальное, В – диапазон напряжения постоянного тока, В	27 24–30
Потребляемый ток, А, не более	2,6
Частота вращения, с <sup>-1</sup> , (об./мин)	От 170 до 215 (от 10 200 до 12 900)
Номинальный момент нагрузки, Н·м (кгс·см)	0,012 (0,12)
Габаритные размеры, мм	Ø42×110
Масса электродвигателя, кг, не более	0,47

Таблица 14. Основные технические характеристики электромеханизма МВН-48В

Наименование параметра	Значение
Назначение: механизм МВН-48В предназначен для управления устройством контровки механического взведения подвешиваемых изделий и сигнализации наличия подвешиваемых изделий	
Напряжение электропитания постоянного тока: – номинальное, В – диапазон напряжения постоянного тока, В	27 16–29,7
Ток, потребляемый механизмом при номинальном напряжении при температуре окружающей среды 20 °С, А, не более	0,22
Рабочий ход штока: – при номинальном напряжении питания между контактами 1 и 3, мм – при обесточенной цепи между контактами 1 и 3, мм, не менее	0,5–3 14
Усилие, необходимое для утапливания штока на величину его полного хода, кгс	От 1,2 до 2,0
Масса, г, не более	320

Таблица 15. Основные технические характеристики электромеханизма МВР-2В II серии

Наименование параметра	Значение
Назначение: электромеханизм предназначен для дистанционного управления заслонкой туннеля масляного радиатора авиадвигателя	
Напряжение электропитания постоянного тока: – номинальное, В – диапазон напряжения постоянного тока, В	27 24,3–29,7
Номинальная осевая противодействующая нагрузка, Н (кгс)	2943 (300)
Максимальная осевая противодействующая нагрузка, Н (кгс)	5395,5 (550)
Рабочий ход штока, мм	78±2
Потребляемый ток при номинальном напряжении питания и номинальной нагрузке, А, не более	3,5
Потребляемый ток при номинальном напряжении питания и максимальной нагрузке, А, не более	4,5
Габаритные размеры электромеханизма (Д×В×Ш), мм	324×193,5×121,5
Масса электромеханизма, кг, не более	3,6
Режим работы	Повторно-кратковременный

Основные технические характеристики данных изделий представлены в таблицах 12–17.

### Диверсификация производства

В настоящее время АО «Электропривод» уделяет большое внимание вопросам диверсификации производства. В соответствии с планами Российской Федерации доля продукции гражданского и двойного назначения в общем объеме производства предприятий оборонно-промышленного комплекса России к 2025 году должна составлять не менее 30%, а к 2030 году – не менее половины.

Развитием одного из диверсификационных направлений АО «Электропривод» являются разработка, изготовление и поставка комплектных систем электрозапуска ГТД газоперекачивающих агрегатов и электростанций, в состав которых входят электрический стартер, блок управления и соединительные кабели [4, 5]. Электростартеры спроектированы и изготовлены на базе асинхронных электродвигателей взрывозащищенного исполнения.

В 2016 году параметрический ряд серийно выпускаемых с 2006 года систем электрозапуска ГТД мощностью от 2,5 до 25 МВт дополнен новыми электростартерами. Для ЗАО «РЭП Холдинг» разработаны и поставлены новый электростартер СТВД-400–10Т для запуска ГТУ Т-16. Электростартер СТВД-400–12Т, разработанный по договору с ЗАО «Уральский турбинный завод», успешно прошел испытания в составе ГТД газоперекачивающего агрегата ГТН-6Р.

Технический уровень систем электрозапуска подтвержден патентами на изобретение и промышленный образец, сертификатами соответствия.

Предприятие развивается как в части освоения новых технологий, планомерно реализуя программу перевооружения, автоматизации процессов проектирования и управления предприятием, так и в части повышения квалификации специалистов.

Готовность АО «Электропривод» к созданию современных авиационных электроприводов подтверждена сертификатом соответствия системы менеджмента качества требованиям ГОСТ РВ 0015-002-2012, ГОСТ Р ИСО 9001–2015, ГОСТ Р ЕН 9100–2011, лицензией на разработку, производство, испытания

Таблица 16. Основные технические характеристики  
электромеханического привода ПБД-59В

Наименование параметра	Значение
Назначение: электромеханический привод ПБД-59В предназначен для открывания замков держателей грузов и обеспечения очередности срабатывания грузов	
Номинальное напряжение электропитания постоянного тока, В	27
Ток, потребляемый обмоткой электромагнита при температуре 20°C и напряжении 27 В, А:	
а) для цепи боевого управления, А, не более	7,07
б) для цепи аварийного управления, А, не более	10,8
Ход штоля, мм	15 ± 0,5
Масса привода, кг, не более	1,15

Таблица 17. Основные технические характеристики электромеханизма УТ-11М

Наименование параметра	Значение
Назначение: электромеханизм УТ-11М предназначен для работы в системе автоматического снятия нагрузки с органов управления рулем высоты	
Напряжение электропитания постоянного тока:	
– номинальное, В	27
– диапазон напряжения постоянного тока, В	23,4–29,7
Нагрузочный противодействующий момент на выходном валу электромеханизма:	
– номинальный, Н·м (кгс·см)	17,66 (180)
– максимальный, Н·м (кгс·см)	25,51 (260)
Частота вращения выходного вала электромеханизма при номинальном напряжении:	
– при номинальном моменте, об./мин	От 6,75 до 8,63
– при максимальном моменте, об./мин, не менее	5,5
Габаритные размеры электромеханизма (Д×В×Ш), мм	152×136×69
Масса механизма, кг, не более	2,4
Режим работы	Повторно-кратковременный

и ремонт авиационной техники, вооружения и военной техники, лицензией на осуществление космической деятельности, лицензией на право изготовления оборудования для объектов атомной энергетики.

Научно-техническая база АО «Электропривод» позволит и дальше развивать масштабные проекты по модернизации производства, внедрению в разработки новейших достижений науки и техники, а трудовому коллективу – быть уверенным в дальнейшей успешной деятельности и достойном будущем предприятия.

### Литература

1. Овечкин О.И., Миронов В.А. Электромеханизмы и электродвигатели разработки ОАО «Электропривод» // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2013. – № 3. – С. 5–11.
2. Волокитина Е.В., Тебеньков Ф.Г. Электропривод реверсивного устройства для перспективных двухконтурных турбореактив-

ных авиационных двигателей // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2013. – № 3. – С. 30–33.

3. Власов А.И., Вишневицкий С.Н., Волокитина Е.В., Гуревич О.С., Гулиенко А.И. Особенности проектирования электропривода топливного насоса для минимизации его массы // Всероссийская научно-техническая конференция «Авиадвигатели XXI века». Москва, 24–27 ноября 2015 г. Сборник тезисов докладов. – М.: ЦИАМ, 2015. – 1133 с.

4. Туев Ю.Г. Об опыте творческого решения проблем запуска газотурбинных двигателей // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2011. – № 4. – С. 21–23.

5. Шалагинов В.Ф., Волокитина Е.В., Мионов В.А., Никитин В.В. Разработка рядов электростартеров для запуска газотурбинных установок // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2007. – № 3. – С. 16–19.

### Власов Андрей Иванович

Родился в 1979 году. В 2002 году окончил Вятский государственный университет по специальности «Электромеханика». Кандидат

технических наук. В 2010 году защитил диссертацию на тему «Магнетозлектрический стартер-генератор в системе электроснабжения самолетов нового поколения». Опыт работы – 15 лет. В настоящее время работает заместителем генерального директора – техническим директором АО «Электропривод». Имеет 32 научные публикации.

### Коньшев Дмитрий Владимирович

Родился в 1977 году. Окончил Вятскую государственную сельскохозяйственную академию по специальности «Механизация сельского хозяйства» (1999 г.) и Вятский государственный университет по специальности «Экономика и управление на промышленном предприятии» (2003 г.). В настоящее время работает генеральным директором АО «Электропривод». Имеет 5 научных публикаций.

### Новоселова Алла Владимировна

Родилась в 1978 году. В 2002 году окончила Вятский государственный университет по специальности «Электропривод». Опыт работы – 15 лет. В настоящее время работает начальником отдела маркетинга АО «Электропривод».

### Vlasov Andrey

Was born in 1979. In 2002 he graduated from Vyatka State University majoring in «Electric engineering». He is Candidate of Technical Sciences. In 2010 he defended the dissertation with topic «Magnetoelectric starter-generator in the system of power supply of new generation aircraft». He has 15 years of work experience. At present he works as Deputy General Director – Technical Director of Electroprivod OJSC. He has 32 scientific publications.

### Konyshev Dmitrii

Was born in 1977. He graduated from Vyatka State Academy of Agriculture Sciences majoring in «Agricultural engineering» (1999) and Vyatka State University majoring in «Economics and management on industrial enterprise» (2003). At present he works as General Director of Electroprivod OJSC. He has 5 scientific publications.

### Novoselova Alla

Was born in 1978. In 2002 graduated from Vyatka State University majoring in «Electric motor drive». She has 15 years of work experience. At present she works as Head of marketing department of Electroprivod OJSC.

# Сравнительная оценка применения коллекторного и асинхронного приводов на электровозах переменного тока

// Comparative assessment of use of the collector and asynchronous drive on electric locomotives of the alternating current //

**Власьевский С.В., д. т. н., профессор,  
Малышева О.А., к. т. н., доцент,  
ФГБОУ «ДВГУПС», г. Хабаровск  
Мельниченко О.В., к. т. н., доцент,  
ФГБОУ «ИрГУПС», г. Иркутск**

*В статье рассмотрены достоинства и недостатки коллекторного и асинхронного двигателей электровозов переменного тока в режиме тяги путем исследования их тяговых характеристик и характеристик мощности. Дана сравнительная оценка их свойств. Показано влияние тяговых характеристик на характеристики мощности, а следовательно, и на расход электроэнергии в режиме тяги. Рассмотрены поведение коллекторного и асинхронного двигателей на границе сцепления колеса с рельсом при возникновении буксования колесных пар и влияние на этот процесс жестких и мягких тяговых характеристик. Проведен сравнительный анализ всех видов влияний характеристик на энергетическую эффективность электровозов переменного тока с коллекторным и асинхронным приводами.  
**Ключевые слова:** электровоз, режим тяги, электрический привод, тяговые характеристики, характеристики мощности, расход электроэнергии, буксование колесных пар относительно рельсов.*

На магистральных железных дорогах России эксплуатируются электровозы постоянного и переменного тока, получившие названия по видам тока, поступающего из тяговой подстанции в контактную сеть. На всех этих электровозах применяется тяговый электрический привод на основе электродвигателей постоянного тока с последовательным возбуждением (коллекторный электропривод), обладающий высокими пусковыми и регулировочными свойствами, которые необходимы для электрической тяги железнодорожного транспорта.

*In article merits and demerits of collector and asynchronous engines of electric locomotives of an alternating current in the pull mode by reviewing of their tractive characteristics and characteristics of power are considered. A comparative assessment of their properties is given. Influence of tractive characteristics on characteristics of power and consequently and on the expenditure of the electric power in the pull mode is shown. The behavior of collector and asynchronous engines on boundary of coupling of a wheel with a rail in case of origin of skidding of wheel couples is disclosed and influence on this process of tough and soft tractive characteristics. The comparative analysis of all types of influences of characteristics on energetic efficiency of electric locomotives of an alternating current with collector and asynchronous drives is carried out.*

**Keywords:** electric locomotive, the draft mode, the electric drive, traction characteristics, characteristics of power, electric power expense, slipping of wheel couples concerning rails.

В последние годы в России на электровозах и тепловозах применяется тяговый электропривод на основе асинхронных двигателей трехфазного переменного тока с короткозамкнутым ротором (асинхронный электропривод). Что же послужило причиной использования на электровозах и тепловозах асинхронного электропривода? Чтобы ответить на этот вопрос, необходимо изучить достоинства и недостатки применения коллекторного и асинхронного электроприводов в условиях электрической тяги. Достоинства и недостатки каждого электропривода необходимо

сопоставлять и оценивать через сравнение их показателей работы. Только после этого можно сделать вывод о целесообразности применения того или иного электропривода на локомотивах.

## **Достоинства и недостатки коллекторного электропривода**

Рассмотрим достоинства тяговых электродвигателей постоянного тока с последовательным возбуждением. Указанные двигатели уже более 100 лет успешно работают на электровозах и тепловозах. Одним из их основных достоинств являются мягкие тяговые характеристики  $F = f(V)$ . Такие характеристики предоставляют широкие возможности ручного и автоматического регулирования силы тяги в режимах пуска и при движении поезда в диапазоне низких, средних и высоких скоростей на участке железной дороги [1]. С помощью мягких тяговых характеристик можно реализовать удобный и экономичный закон регулирования силы тяги электровоза во всем диапазоне изменения скорости движения поезда, при котором в квадратичной зависимости по сравнению с потребляемой мощностью сила тяги увеличивается при снижении скорости и уменьшается при ее увеличении. В целом этот закон приводит к эффективному (уменьшенному) потреблению электрической энергии на тягу поезда. Кроме того, при таких характеристиках автоматически поддерживается заданная частота вращения двигателей (скорость движения электровоза) при воздействии каких-либо возмущающих факторов и дальнейшем их снятии, то есть двигатели обладают механической устойчивостью во всем диапазоне действия характеристик.

Поясним механизм влияния мягкой тяговой характеристики двигателя на характеристику его потребляемой мощности  $P = f(V)$  с позиции получения удобного и экономичного закона

регулирования силы тяги в зависимости от изменения скорости движения. На рис. 1 изображены тяговые характеристики и характеристики мощности для коллекторного и асинхронного двигателей. Известно, что мягкая тяговая характеристика 1 двигателя с последовательным возбуждением является криволинейной и имеет неодинаковую жесткость на разных участках пролегания. Мягкость характеристики заключается в том, что при некотором повышении скорости движения на величину  $\Delta V$  происходит пропорциональное ему снижение силы тяги на величину  $\Delta F$ .

Степень пропорциональности снижения силы тяги при увеличении скорости характеризуется отрицательным коэффициентом жесткости (коэффициентом наклона)  $K_F = -\Delta F / \Delta V$ .

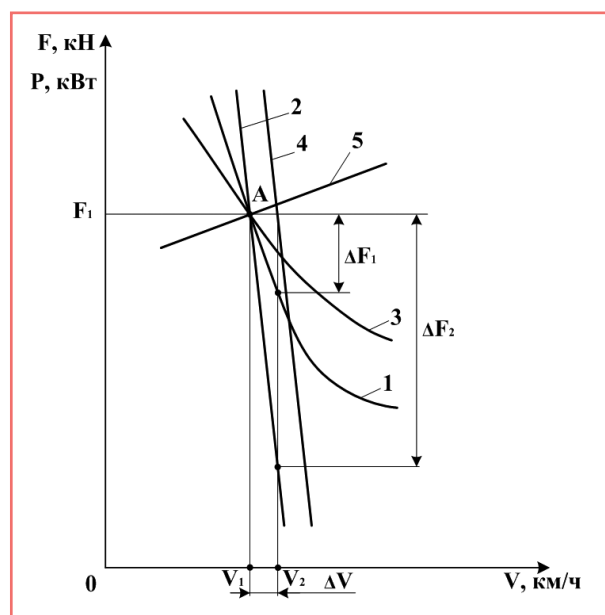


Рис. 1. Сравнение тяговых характеристик  $F = f(V)$  и характеристик мощности  $P = f(V)$  двигателя постоянного тока и асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором при изменении скорости на величину  $\Delta V$

При мягкой характеристике этот коэффициент имеет сравнительно небольшую величину  $K_{F1} = -\Delta F_1 / \Delta V$  по сравнению с жесткой характеристикой, когда происходит значительное уменьшение силы тяги при увеличении скорости на такую же величину  $K_{F2} = -\Delta F_2 / \Delta V$ , то есть  $K_{F1} < K_{F2}$ . Коэффициент жесткости изменяется в зависимости от степени насыщения магнитной системы двигателя. При малой степени насыщения, когда магнитный поток пропорционален току нагрузки (току якоря)  $\Phi = C_\Phi \cdot I_a$ , сила тяги пропорциональна

току якоря в квадратичной степени  $F = C_F \cdot \Phi \cdot I_a = C_F \cdot C_\Phi \cdot I_a^2 = K \cdot I_a^2$  (здесь  $C_\Phi$  и  $C_F$  – конструктивные постоянные двигателя,  $K = C_F \cdot C_\Phi$ ). Данная закономерность является следствием того, что при последовательном соединении обмоток якоря и возбуждения двигателя ток якоря одновременно является и током возбуждения. В результате в диапазоне малых и средних токовых нагрузок двигателя тяговая характеристика имеет квадратичную зависимость и мягкий характер изменения. С увеличением токовой нагрузки коэффициент жесткости тяговой характеристики несколько увеличивается, и она приобретает более жесткий характер, а при токе якоря  $I_a > 0,8 I_{a\text{ном}}$  магнитная система двигателя значительно насыщается и магнитный поток возбуждения практически

не растет, то есть становится не зависящим от тока якоря. В результате в зоне больших токовых нагрузок вид тяговой характеристики приближается к гиперболической зависимости, когда увеличение скорости приводит к пропорциональному уменьшению силы тяги. Таким образом, можно сделать вывод, что при изменении тока якоря от нуля до 80% его номинального значения (это наиболее часто применяемый в эксплуатации диапазон изменения тока якоря в процессе регулирования силы тяги) тяговая характеристика имеет мягкий характер и изменяется по квадратичной зависимости. В то же время

вид тяговой характеристики 1 влияет на вид характеристики мощности 3. При мягкой тяговой характеристике, когда  $F = K \cdot I_a^2$ , потребляемая мощность Р двигателя будет равна

$$P = U \cdot I_a = K_1 \sqrt{F},$$

где  $K_1$  – коэффициент пропорциональности,  $K_1 = \frac{U}{\sqrt{K}}$ .

Это означает, что при увеличении силы тяги в четыре раза потребляемая мощность Р вырастает только в два раза, а при уменьшении величины силы тяги

в четыре раза потребляемая мощность Р снизится в два раза, что в целом приводит к значительному уменьшению расхода электроэнергии на тягу поезда в процессе изменения силы тяги в зависимости от скорости движения на любой ступени регулирования при неизменном напряжении двигателя на этой ступени. Следовательно, характеристика мощности 3 также будет мягкой.

Одним из достоинств, обуславливающих применение на электровозах и тепловозах двигателей с последовательным возбуждением, являются их пусковые свойства. При последовательном возбуждении увеличение тока якоря вызывает одновременно и увеличение магнитного потока возбуждения, что приводит к значительному увеличению силы тяги. В режиме пуска, когда для трогания с места и дальнейшего разгона электровоза с поездом необходима большая величина силы тяги при малой скорости движения, только двигатель с последовательным возбуждением способен выполнить такие пусковые требования. При правильном расчете веса поезда, согласно правилам производства тяговых расчетов (ППТР), режим пуска и преодоление расчетных подъемов участка пути будут происходить при реализации достаточно больших сил тяги двигателей, которые при этом должны быть на 8–10% меньше силы сцепления колесной пары с рельсами. В этом случае не будет возникать буксования колесных пар локомотива.

Достоинством коллекторного привода является и то, что высокие регулировочные свойства двигателей достигаются с помощью одной ступени управляемого преобразования электроэнергии – выпрямления переменного тока в постоянный. При этом преобразовании с помощью силовых IGBT-транзисторов достигаются все необходимые регулировочные свойства и высокие энергетические показатели электропривода (коэффициенты мощности – не менее 0,95, полезного действия – не менее 0,86).

К недостаткам тяговых двигателей постоянного тока с последовательным возбуждением следует отнести наличие в них щеточно-коллекторного узла. С этим узлом связаны следующие основные недостатки: низкая надежность работы, повышенная стоимость и необходимость его обслуживания в процессе эксплуатации.

### Достоинства и недостатки асинхронного электропривода

Известно, что трехфазные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором составляют основу современного электропривода в большинстве отраслей промышленности [2]. Они вращают вентиляторы, насосы, компрессоры, станки, бетономешалки и многие другие рабочие механизмы. Асинхронные электроприводы в силу простоты конструкции, отсутствия щеточно-коллекторного узла и контактных колец на роторе, невысокой стоимости и малых затрат на техническое обслуживание в процессе эксплуатации демонстрируют надежную работу и высокие технико-экономические показатели в тех технических объектах, где приводы не требуют регулирования частоты вращения, частых включений (пусков) и реверсирования двигателей.

Однако асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором имеют и существенные недостатки, одним из которых является большой пусковой ток при неизменной частоте тока в статоре, который в 5–8 раз может превышать номинальный ток двигателя. Однако отсутствие скользящих контактов на роторе и наличие кратковременности пуска в эксплуатации в двигателях допускаются при прямом их включении в сеть значительные кратности пускового тока, которые не успевают перегреть двигатель. Это допустимо только для двигателей малой мощности. Для двигателей средней и большой мощности прямое включение в сеть ограничивается и чаще всего запрещается из-за недостаточной мощности сети в момент пуска и ударных механических воздействий, возникающих от электромагнитных сил, на подвижные части и обмотки двигателя. Кроме того, прямое включение двигателя в сеть, питающую другие силовые и осветительные устройства, в момент пуска будет вызывать падение напряжения в сети, превышающее допустимое значение. Поэтому основным средством уменьшения пускового тока является понижение (на время пуска) величины напряжения, подводимого к обмотке статора двигателя. На этом приеме основаны все специальные способы пуска асинхронных двигателей, которые усложняют двигатели и приводят к повышению их стоимости. Другим серьезным недостатком асинхронных двигателей является возникновение в обмотке

статора межвитковых замыканий или коротких замыканий на корпус, вызванных пробоем изоляции. Пробой изоляции обмотки статора или ее выводных концов вызывается двумя причинами. Во-первых, это механические воздействия на витки обмотки и ее выводные концы, возникающие при частых пусках, которые вызывают деформацию изоляции, разрывы и ослабления цепной вязки лобовой части обмотки статора и истирание ее выводных концов. При пуске двигателя большой пусковой ток в обмотке статора вызывает значительные электромагнитные силы, которые действуют на лобовые части обмотки и ее выводные концы. Эти силы пропорциональны квадрату тока и более чем в 20 раз превышают электромагнитные силы при номинальном режиме работы двигателя. Во-вторых, это перегрев изоляции обмотки статора во время работы двигателя, который может происходить при частых пусках, переключениях или после обрыва одной из фаз обмотки статора, когда двигатель оказывается в однофазном режиме работы. Обмотка ротора также может повреждаться при возникновении описанных выше режимов работы. Ее повреждения проявляются в виде трещин и обрывов стержней обмотки в месте их входа в короткозамкнутое кольцо. При обрыве стержня, когда двигатель продолжает работать, возникает изгиб стержня в сторону лобовой части обмотки статора, что может вызвать ее повреждение. Обрывы стержней свидетельствуют о значительных электромагнитных силах, действующих на ротор при пусках.

Рассмотрим сущность тяговой характеристики тягового асинхронного двигателя и ее влияние на характеристику потребляемой им мощности при регулировании скорости движения. Тяговые асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором имеют жесткие тяговые характеристики, которые базируются на жестких механических характеристиках  $M = f(n)$ . Вращающийся момент  $M$  (сила тяги  $F$ ) уменьшается на значительную величину при небольшом повышении частоты вращения  $n$  (скорости движения  $V$ ) и резко увеличивается при ее небольшом уменьшении (рис. 1). Такое свойство асинхронного двигателя связано с его устройством и принципом действия. Как было сказано выше, жесткие механические характеристики асинхронных двигателей предназначены для

электроприводов турбомеханизмов, станков и других механизмов, для которых при изменении их момента сопротивления нужна стабильная (маломеняющаяся) частота вращения ротора двигателя, соединенного с рабочим механизмом механической передачей. В тех же случаях, когда требуется регулировать в широком диапазоне частоту вращения в зависимости от изменения момента сопротивления нагрузки, необходимо одновременно изменять величину частоты тока и напряжения в обмотках статора. Это осуществляется с помощью управляемого преобразователя частоты (ПЧ). Известно, что максимальный момент вращения  $M_{max}$  ротора асинхронного двигателя определяется по формуле

$$M_{max} = C \cdot U_1^2 / f_1^2 \cdot H \cdot M, \quad (1)$$

где  $C$  – постоянный коэффициент для данного двигателя.

Отсюда видно, что  $M_{max}$  двигателя зависит от напряжения  $U_1$  и частоты тока  $f_1$  на статоре. Это, в свою очередь, влияет на перегрузочную способность двигателя  $\lambda = M_{max} / M_{ном}$ . Поэтому для сохранения перегрузочной способности асинхронного двигателя, являющейся очень важным фактором эксплуатации локомотива при электрической тяге, необходимо с изменением синхронной частоты  $f_1$  одновременно менять и напряжение  $U_1$  на обмотках статора. Характер одновременного изменения  $f_1$  и  $U_1$  зависит от вида графика изменения статического момента нагрузки  $M_c$  в конкретном электроприводе. На рис. 2 представлены механические характеристики двигателя  $n = f(M)$  совместно с характеристикой статического момента нагрузки  $M_c = f(n)$ , причем  $M_c$  имеет постоянную величину во всем диапазоне изменения частоты вращения  $n$  ротора двигателя. В этих условиях мощность  $P$  и частота вращения  $n$  ротора двигателя регулируются при соблюдении постоянства его момента вращения согласно формуле

$$M = 9,55 P / n = const. \quad (2)$$

Для выполнения (2) величину напряжения  $U_1$  необходимо регулировать пропорционально изменению величины частоты  $f_1$ , то есть необходимо соблюдать условие

$$U_1 / f_1 = const. \quad (3)$$

Из информации, представленной на рис. 2, видно, что характеристики

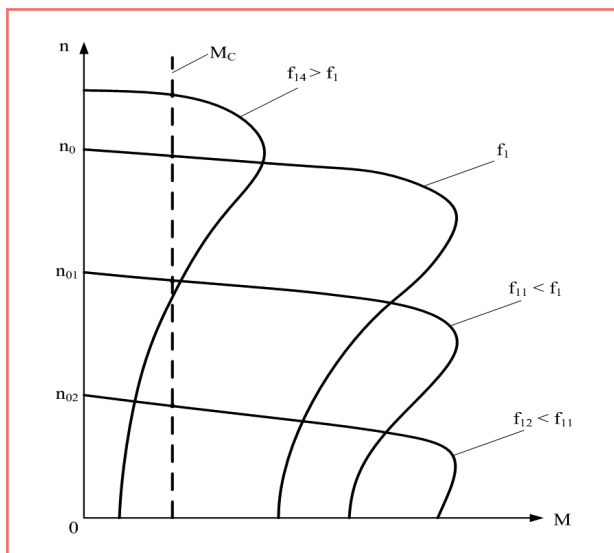


Рис. 2. Механические характеристики асинхронного двигателя для условия  $U/f_1 = \text{const}$

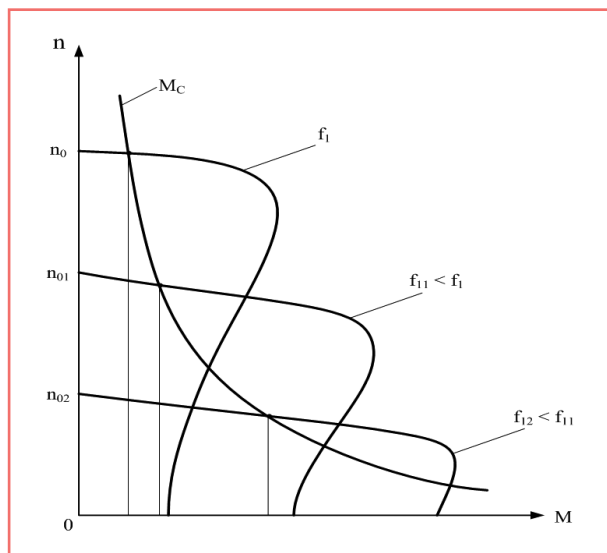


Рис. 3. Механические характеристики асинхронного двигателя для условия  $U/\sqrt{f} = \text{const}$

остаются жесткими во всем диапазоне изменения нагрузки, и перегрузочная способность двигателя также остается неизменной. Однако при увеличении частоты тока  $f_1$  выше ее номинального значения  $f_{1\text{ном}}$  напряжение  $U_1$  нельзя повышать выше  $U_{1\text{ном}}$  по условиям эксплуатации двигателей, и его оставляют равным номинальному значению.

В этом случае при повышении частоты  $f_1$  максимальный момент вращения  $M_{\text{max}}$  уменьшается, а следовательно, уменьшается и перегрузочная способность двигателя  $\lambda$ , что является его недостатком. На рис. 2 этому режиму работы двигателя соответствует характеристика при частоте тока статора  $f_{14} > f_1$ .

При выполнении (2) и (3) потребляемая двигателем мощность  $P$  изменяется пропорционально изменению только частоты вращения  $n$  его ротора:

$$P = 0,105 M \cdot n, \text{ Вт.} \quad (4)$$

Из формулы (4) следует, что при увеличении частоты вращения  $n$  двигателей (иначе – скорости движения электровоза) их мощность  $P$  увеличивается, что приводит к увеличению потребления электроэнергии. На рис. 1 это утверждение подтверждает вид кривой мощности 5. Однако такой способ регулирования может привести и к уменьшению потребляемой мощности, а значит, и экономии расхода электроэнергии. Это происходит в тех случаях, когда необходимо снижать от номинального значения частоту вращения ротора двигателя с помощью уменьшения величин частоты тока и напряжения от их

номинальных значений (100%) в сторону уменьшения (примерно до 50–60%). Например, в приводах водоснабжения крупных городов, где имеется перепад в давлении воды для дневного (уменьшенное давление) и ночного (увеличенное давление) времени, применяется так называемое частотное регулирование электроприводов мощных насосов, которое дает значительную экономию расхода электроэнергии (до 30–40%) в ночное время. Когда в электроприводе необходимо изменить частоту вращения в широком пределе (от 0 до 100% и обратно), такой закон регулирования в целом будет затратным по потреблению электроэнергии из сети. Особенно это проявится при изменении частоты вращения в сторону увеличения для ее среднего и высшего диапазонов изменения (от 50 до 100%).

Для уменьшения затрат электроэнергии при движении локомотива с асинхронным приводом желателен закон регулирования не  $M = \text{const}$ , а  $P = \text{const}$  (закон постоянства мощности), который можно реализовать только при условии

$$U/\sqrt{f} = \text{const.} \quad (5)$$

Механические характеристики двигателя для условия (5) показаны на рис. 3.

При этом законе в области низких скоростей движения диапазон регулирования частоты трехфазного тока на ее уменьшение быстро иссякает, так как ее уменьшение идет с опережением по отношению к уменьшению напряжения

в квадратичной зависимости. В результате такой закон регулирования трудно реализовать в области низких скоростей для тягового привода электровоза, и поэтому он не применяется. Так, на электровозе 2ЭС5 с асинхронным приводом реализован только закон регулирования  $M = \text{const}$ , при котором выполняется условие (3). В этом случае потребляемая мощность из сети, а следовательно, и расход электроэнергии электровозом на тягу поезда увеличиваются с ростом скорости (см. кривую 5 на рис. 1), что является существенным недостатком применения асинхронного привода на электровозах. Опытная эксплуатация в течение 2014 года двух электровозов 2ЭС5 на базе асинхронного привода с грузовыми поездами на участке Тайшет – Таксимо Восточно-Сибирской железной дороги показала, что удельный расход электроэнергии на тягу поездов у этих электровозов выше на 15–20%, чем в таких же условиях эксплуатации у электровозов 3ЭС5К на базе коллекторного привода.

#### Достоинства и недостатки коллекторного и асинхронного приводов при достижении границы ограничения силы тяги электровоза по сцеплению

Значительно отличающимся от приводов промышленных механизмов является тяговый привод на локомотивах (электровозы и тепловозы) железнодорожного транспорта. На этом приводе существует целый ряд особых процессов, которых нет в большинстве

приводов промышленности. Одним из таких процессов является сцепление колес с рельсами, с помощью которого осуществляется передача вращающего момента двигателей к силе тяги на автосцепке локомотива [3]. Такой привод требует особых условий для его реализации. Особенность заключается в том, что передача момента вращения колесной пары двигателя через буксу к раме локомотива и далее к его автосцепке происходит не через некоторую механическую передачу (редуктор и т.д.), а путем давления с силой  $P$  (сила тяжести от собственного веса колесной пары и части веса оборудования локомотива) колес колесной пары на рельсы, в точках касания которых с рельсами возникает сила сцепления  $F_{\text{сц}}$  колеса с рельсом. Эта сила является горизонтальной реакцией рельсов на силу, которая образует момент вращения колесной пары. В свою очередь, этот момент образовался путем передачи момента вращения двигателя через механический зубчатый редуктор на колесную пару. Таким образом, в результате сцепления колес с рельсами и образования в связи с этим горизонтальной реакции рельсов – силы сцепления, являющейся внешней силой по отношению к локомотиву, возникает его поступательное движение по участку железной дороги. Эту силу называют силой тяги на ободах колес движущейся оси колесной пары в направлении движения локомотива или касательной силой тяги двигателя  $F_{\text{кд}}$ , а сумму всех сил, развиваемых на ободах колес каждой движущейся оси в тележках локомотива, называют касательной силой тяги локомотива  $F_{\text{к}}$ . Однако суммарная касательная сила тяги на ободах колес локомотива  $F_{\text{к}}$  отличается по своему значению от такой же силы, переданной от ободов колесных пар через их буксы на раму и далее на автосцепку локомотива, к которой прицеплен состав поезда. Ее называют силой тяги на автосцепке локомотива  $F_{\text{п}}$ . Эта сила должна учитывать силу сопротивления движению локомотива и поезда, а также силу инерции массы поезда и локомотива по второму закону Ньютона при возникновении их ускорения. В общем виде эта сила равна

$$F_{\text{п}} = F_{\text{к}} - W \pm F_{\text{кз}},$$

где  $W$  – сила сопротивления движению локомотива и поезда;  $F_{\text{кз}}$  – часть касательной силы тяги локомотива, затрачиваемой на создание ускорения

локомотива и поезда (знак минус), или часть кинетической энергии, отдаваемой локомотивом и поездом при их замедлении (знак плюс).

При движении локомотива касательная сила двигателя  $F_{\text{кд}}$  изменяется в зависимости от режима ведения поезда, профиля пути и других условий. Затем в такой же степени изменяется и горизонтальная реакция рельсов (сила сцепления  $F_{\text{сц}}$  колеса с рельсом), так как  $F_{\text{кд}} = F_{\text{сц}}$ . Однако сила  $F_{\text{кд}}$  каждой колесной пары может изменяться в сторону увеличения до определенного наибольшего значения  $F_{\text{кд} \text{ б}'}$  при котором не нарушается процесс сцепления колес с рельсами. Величина этого наибольшего значения определяется исходя из величин нагрузки от оси колесной пары на рельс  $P_{\text{о}}$  и коэффициента сцепления колесной пары с рельсами  $\psi_{\text{о}}$ :

$$F_{\text{кд} \text{ б}} = F_{\text{сц}} = P_{\text{о}} \cdot \psi_{\text{о}}. \quad (6)$$

Переходя в целом к локомотиву, наибольшее значение касательной силы тяги локомотива  $F_{\text{к} \text{ б}}$  будет ограничиваться произведением сцепного веса локомотива  $P$  на его средний коэффициент сцепления  $\psi$ :

$$F_{\text{к} \text{ б}} \leq P \cdot \psi.$$

Сила  $F_{\text{к} \text{ б}}$  называется силой тяги локомотива по сцеплению.

При условии  $F_{\text{кд} \text{ б}} \leq P_{\text{о}} \cdot \psi_{\text{о}}$  колесная пара имеет необходимый «упор», от которого отталкиваются колеса с силой, равной значению касательной силы тяги, и катятся по рельсам без проскальзывания. В момент, когда  $F_{\text{кд} \text{ б}}$  превысит силу  $F_{\text{сц}}$ , то есть  $F_{\text{кд} \text{ б}} > P_{\text{о}} \cdot \psi_{\text{о}}$ , колеса не будут иметь достаточного «упора», в результате чего их сцепление с рельсами нарушится, и колесная пара будет вращаться с проскальзыванием. Этот процесс называется буксованием колес относительно рельсов. В этом процессе сила тяги снижается, так как сила трения при скольжении колес колесной пары по рельсам значительно меньше, чем сила сцепления.

В связи с наличием в приводах локомотивов процесса сцепления колес с рельсами возникает проблема устойчивой реализации силы тяги локомотива без нарушения сцепления колес с рельсами, то есть без возникновения буксования колес локомотива относительно рельсов. Существует много факторов, влияющих на сцепление колес с рельсами: чистота и сухость поверхности

головки рельсов и бандажей колес, величина разности диаметров бандажей по кругу катания у одной и той же колесной пары и между соседними колесными парами в тележках экипажа локомотива, перераспределение нагрузки от оси и между осями колесных пар на рельсы, небольшие различия в характеристиках тяговых двигателей локомотива, нахождение колесных пар локомотива на прямом участке или в кривой участка пути и другие. В целом раньше возникает буксование колесной пары, у которой сила сцепления меньше, чем у других колесных пар. При появившемся буксовании сила трения между поверхностями бандажей колес колесной пары и рельсов резко падает, в результате чего касательная сила тяги двигателя значительно уменьшается. Если буксует только одна колесная пара, то движение локомотива будет сохраняться за счет реализации силы тяги других небуксующих колесных пар и действия кинетической энергии поезда. Однако буксующая колесная пара будет иметь увеличенную частоту вращения, что вызовет износ поверхностей рельса и бандажей колес, а также окажет неблагоприятное влияние на работу обмоток и других элементов двигателя (например, коллекторно-щеточного узла у тягового двигателя постоянного тока). В связи с этим управление локомотива машинистом должно сопровождаться действиями по предупреждению буксования на сложном профиле пути (подъемы, кривые участки) железной дороги, которые заключаются в следующем:

- правильный выбор (в зависимости от профиля пути) ступени регулирования силы тяги двигателей без превышения силы тяги по сцеплению;
- содержание чистыми поверхностей бандажей колесных пар;
- своевременная подсыпка небольших доз песка под колеса локомотива в необходимых местах пути.

Если буксование одной или нескольких колесных пар возникло и не прекращается несмотря на подачу песка, то это означает, что сила сопротивления движению увеличилась настолько, что вызвала увеличение сил тяги двигателей до величины  $F_{\text{кд} \text{ б}'}$ , которая превысила силу сцепления  $F_{\text{сц}}$ , то есть  $F_{\text{кд} \text{ б}} > F_{\text{сц}}$ . В результате сцепление колес с рельсами нарушится, и одна или несколько колесных пар будут вращаться с проскальзыванием. В этом случае для прекращения



буксования длительная подача песка под колеса уже не поможет. Поэтому необходимо ценой уменьшения скорости временно снизить силу тяги двигателей локомотива путем перевода их на более низкую ступень регулирования.

Рассмотрим поведение тяговых характеристик коллекторного и асинхронного двигателей электровоза на границе ограничения их силы тяги по сцеплению колес с рельсами (рис. 4).

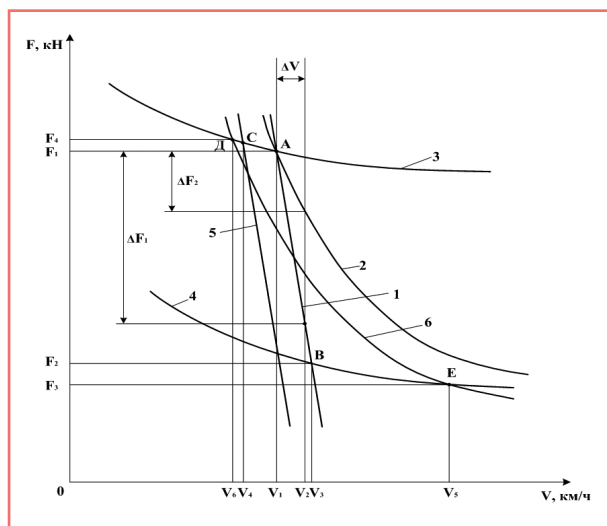


Рис. 4. Тяговые характеристики коллекторного и асинхронного двигателей электровоза и кривые ограничения их силы тяги по сцеплению колес с рельсами

Представим, что имеются асинхронный двигатель переменного тока с жесткой тяговой характеристикой 1 и коллекторный двигатель постоянного тока с мягкой тяговой характеристикой 2, которые, находясь на электровозе в равных условиях эксплуатации, пересекаются в точке А на кривой 3 ограничения его силы тяги по сцеплению  $F_{\text{сц}} = f(V)$ . В точке пересечения этих характеристик сила тяги двигателя  $F_1$  равна силе сцепления  $F_{\text{сц}}$  колесной пары с рельсами. В случае возникновения буксования колесной пары из-за нарушения сцепления колес с рельсами ее скорость увеличивается с  $V_1$  до величины  $V_2$ . У асинхронного двигателя с жесткой характеристикой это приведет к снижению силы тяги на достаточно большую величину  $\Delta F_1$ . В результате возникшего буксования коэффициент сцепления колес с рельсами значительно снизится, и новая кривая 4 ограничения силы тяги по сцеплению будет пролегать ниже, чем кривая 3. Сила тяги  $F_2$  асинхронного двигателя в точке В станет равной силе сцепления на новой кривой ограничения 4,

и двигатель при скорости  $V_3$  восстановит свое сцепление. В дальнейшем по мере увеличения коэффициента сцепления своей колесной пары двигатель вернется по характеристике 1 в точку А и будет иметь силу тяги  $F_1$  при скорости  $V_1$ . В результате асинхронный двигатель с жесткой характеристикой достаточно быстро восстанавливает сцепление. Однако если сила сопротивления движению от профиля пути продолжает

быть высокой или увеличивается, то в точке А снова возникнет буксование, и процесс перехода от буксования к восстановлению сцепления и обратно будет повторяться, то есть будут происходить периодические буксования (пробуксовки). Устранить такое буксование можно только переводом двигателя на низшую ступень регулирования с меньшими значениями напряжения и частоты тока в статорных обмотках двигателя, на которой двигатель будет работать по тяговой харак-

теристике 5. Буксование колесной пары на этой характеристике не будет происходить до пересечения характеристики в точке С с кривой 3. Такой перевод двигателя на более низкую ступень регулирования с характеристикой 5 позволит при снижении скорости поддерживать силу тяги на достаточно высоком уровне вплоть до достижения предела сцепления, на котором снова при скорости  $V_4$  может возникнуть буксование. Это дает возможность электровозу с поездом при небольшой длине подъема продолжать движение с периодическими пробуксовками и преодолевать трудный участок пути с помощью подачи песка и перевода двигателей на более низкие ступени регулирования со снижением скорости до тех пор, пока не уменьшится сила сопротивления от профиля пути в результате преодоления расчетного подъема на этом участке. Однако при большой длине подъема пути электровоз может потерять достаточно большую величину скорости, которая будет значительно меньше номинального значения. В результате, несмотря на

быстрое восстановление сцепления колесных пар у асинхронных двигателей, эксплуатировать электровоз в таких условиях длительно на границе сцепления не рекомендуется. Следует также учитывать, что при возникновении буксования в обмотках двигателя возникают переходные процессы изменения тока, которые приводят к появлению ЭДС самоиндукции и электромагнитных динамических сил. Эти явления создадут электрические и механические воздействия на изоляцию витков обмотки и ее выводные концы, а следовательно, могут привести к пробоям и деформации изоляции обмоток. В свою очередь, это будет способствовать возникновению различных нарушений в целостности изоляции, что приведет в конечном итоге к межвитковым коротким замыканиям и выходу двигателя из строя. В статистике отказов тяговых двигателей грузовых тепловозов с асинхронным приводом типа 2ТЭ25А в локомотивном депо «Тында» Дальневосточной железной дороги присутствуют описанные явления.

У коллекторного двигателя постоянного тока с мягкой характеристикой 2 в случае возникновения в точке А буксования колесной пары ее скорость увеличивается с  $V_1$  до величины  $V_2$ . Это приведет к снижению силы тяги двигателя на небольшую величину  $\Delta F_2$ , что значительно меньше, чем  $\Delta F_1$  у асинхронного двигателя с жесткой характеристикой. Такое небольшое снижение силы тяги, несмотря на подачу песка, не позволит колесной паре прекратить буксование, и оно может дальше развиваться еще сильнее. Поэтому радикальной мерой прекращения буксования здесь является только перевод двигателя на более низкую ступень регулирования по характеристике 6. Только в этом случае в точке Е при увеличении скорости до  $V_5$  буксование прекратится. В точке Е сила тяги  $F_3$  станет равной силе сцепления на новой кривой ограничения 4, в результате чего в дальнейшем сила тяги двигателя по мере увеличения коэффициента сцепления начнет увеличиваться по характеристике 6 и в точке Д пересечения с кривой 3 приобретет значение  $F_4$ . Эта сила будет равна силе сцепления на кривой 3, причем скорость двигателя снизится до величины  $V_6$ . Если сила сопротивления от профиля пути продолжает быть высокой или увеличивается, то в точке Д снова возникнет буксование, и процесс восстановления сцепления

повторится путем перевода двигателя на еще более низкую ступень регулирования. Таким образом, у коллекторного двигателя процесс восстановления сцепления после буксования происходит более длительно, чем у асинхронного, и в случае сохранения большой величины силы сопротивления движению от профиля пути требует перевода двигателя на более низкие ступени регулирования до тех пор, пока эта сила сопротивления не уменьшится до величины, при которой сила тяги двигателя, преобладающая ее, не будет достигать значения силы сцепления на кривой 3.

Сравнение процессов буксования асинхронного и коллекторного двигателей показывает, что эксплуатировать электропоезда с этими видами привода во время их движения по расчетному подъему, на котором их сила тяги будет достигать предела сцепления колесных пар с рельсами, нежелательно. Обусловлено это тем, что сила сопротивления движению от профиля пути заставляет силу тяги каждого двигателя достигать по их тяговой характеристике величины силы сцепления, при превышении которой на небольшую величину сразу возникает буксование. Эту проблему можно решить только путем расчета такой весовой нормы поезда для конкретного участка железной дороги, при которой не будет возникать сила сопротивления, приводящая к силе тяги, равной силе сцепления. Расчетная сила тяги электропоезда, реализуемая на расчетном подъеме при ведении грузового поезда весовой нормы, должна быть равна номинальной величине при движении поезда с номинальной скоростью. Причем номинальная величина силы тяги электропоезда должна быть на 8–10% меньше силы тяги, равной силе сцепления, рассчитанной при номинальной скорости на кривой 3 ограничения по сцеплению. Так, для трехсекционного (12 осей) электропоезда переменного тока ЗЭС5К [4] сила тяги на пределе сцепления (иначе – сила сцепления  $F_{сц}$ ) при номинальной скорости 50 км/ч равна 780 кН или 65 кН/ось, а номинальная величина силы тяги при этой же скорости равна 700 кН, что на 10% меньше  $F_{сц}$ . Величина 700 кН взята в качестве расчетной силы тяги при проведении расчетов весовых норм грузовых поездов на участках железных дорог, где эксплуатируются электропоезда ЗЭС5К, что позволяет этим электропоездам работать в большинстве случаев

без процессов буксования. Из данных технических параметров следует, что для двухсекционного (8 осей) электропоезда 2ЭС5 [5] с асинхронным приводом номинальная величина силы тяги находится на кривой ограничения силы тяги по сцеплению и составляет 539 кН при номинальной скорости 55 км/ч. Если номинальную силу тяги привести по кривой ограничения по сцеплению к скорости 50 км/ч, то она составит 560 кН или 70 кН/ось, что на 7% больше, чем у электропоезда ЗЭС5К. Как показывают данные испытаний электропоезда 2ЭС5 с поездом массой 5000 т и более, на участке Тайшет – Таксимо Восточно-Сибирской железной дороги у электропоезда с таким поездом при прохождении расчетных подъемов с уклоном величиной  $8-10\%_{00}$  без подталкивающего локомотива возникают процессы буксования нескольких (3–4 и более) колесных пар на всем протяжении подъема [6]. Указанный процесс свидетельствует о том, что для данного восьмиосного электропоезда весовая норма поезда на таких подъемах завышена и создает повышенную силу сопротивления движению поезда, в результате которой тяговые двигатели электропоезда вынуждены создавать касательную силу тяги, которая по величине равна силе сцепления колеса с рельсом или превышает ее. Там, где сила тяги превышает силу сцепления, происходит буксование, которое нельзя допускать. Более того, расчет весовой нормы поезда для участков с таким профилем пути надо вести не для силы тяги величиной 560 кН на границе сцепления при скорости 50 км/ч, а на 10% меньше, чем эта сила, то есть для силы 504 кН, которую надо считать номинальной величиной. В результате реализуемые на таких подъемах касательные силы тяги двигателей не будут достигать предела сцепления на кривой ограничения (будет создан запас), а значит, не будет происходить буксование колесных пар электропоезда. Только такой подход к расчету номинальной величины силы тяги электропоезда и ее использование при расчетах весовых норм грузовых поездов позволят добиться их эффективной эксплуатации и высокой работоспособности, обеспечивающих выполнение заложенной нормы (40 лет) срока эксплуатации электропоезда.

Некоторые специалисты считают, что тяговый асинхронный привод в силу своих жестких характеристик

может длительно допускать скорости проскальзывания колес относительно рельсов при буксовании величиной до 1–2 км/ч. Считаем это большой ошибкой, которая приведет к быстрому износу бандажей колес электропоезда и рельсов, а также выходу из строя тяговых двигателей. Никакие ссылки на снижение провозной и пропускной способностей участка железной дороги вследствие некоторого снижения весовой нормы грузовых поездов здесь неуместны. Если же весовую норму грузовых поездов на этом участке изменять нежелательно, то в этом случае на таких подъемах, где происходит затяжное буксование, надо назначать подталкивание поездов дополнительным локомотивом.

### Выводы

1. Сравнительный анализ характеристик мощности двигателей коллекторного и асинхронного приводов показал, что в равных условиях эксплуатации при регулировании скорости движения потребляемая мощность у электропоезда с коллекторным приводом меньше, чем у электропоезда с асинхронным приводом. Это ведет к уменьшению расхода электроэнергии на тягу поездов, то есть энергетическая эффективность электропоезда с коллекторным приводом выше.

2. Сравнительный анализ тяговых характеристик двигателей коллекторного и асинхронного приводов показал, что электропоезд с коллекторным приводом имеет большую силу тяги при малой скорости, что очень важно при пуске, а также при движении электропоезда по тяжелому профилю пути с большими величинами подъемов и малыми радиусами кривых рельсовой колеи.

3. Эксплуатировать электропоезда как с коллекторным, так и с асинхронным приводом во время их движения по расчетному подъему, на котором их сила тяги будет достигать предела сцепления колесных пар с рельсами, нежелательно, так как это ведет к появлению устойчивого процесса буксования, которое нельзя устранить жесткостью тяговых характеристик и подачей песка под колеса.

### Литература

1. Власьевский С.В. Влияние тяговых и тормозных характеристик коллекторного и асинхронного приводов на энергетическую эффективность электропоездов переменного тока / Власьевский С.В., Малышева О.А., Мельниченко О.В., Грибенюк Д.В. // Электро-

ника и электрооборудование транспорта. – 2016. – № 3. – С. 25–31.

2. Кацман М.М. Электрический привод. Учебник, 4-е издание. – М.: Издательский центр «Академия», 2011. – 384 с.

3. Осипов С.И. и др. Основы локомотивной тяги. Учебник для техникумов железнодорожного транспорта / Осипов С.И., Миронов К.А., Ревич В.И. 3-е изд., доп. и перераб. – М.: Транспорт, 1979. – 440 с.

4. Электровоз магистральный 2ЭС5К (ЗЭС5К). Руководство по эксплуатации. – Книга 1. Описание и работа. Электрические схемы. ИДМБ.661142.009РЭ1 (ЗТС.001.012РЭ1). – НПО «НЭВЗ», Новочеркасск, 2004. – 253 с.

5. Электровоз магистральный 2ЭС5. Технические условия ЗТС.001.018 ТУ. – ООО «ПК НЭВЗ», Новочеркасск, 2014. – 103 с.

6. Отчет № -ТЭЛ.094-14-2014 тягово-энергетических испытаний по оценке тяговых свойств электровоза серии 2ЭС5 с асинхронным тяговым приводом на участке Тайшет – Таксимо, установления критической нормы массы поезда для серии 2ЭС5 / Тягово-энергетическая лаборатория № 094–72002 Забайкальской дирекции тяги // Дирекция тяги Восточно-Сибирской железной дороги – филиала ОАО «РЖД», 2014. – 348 с.

#### **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 по теме «Повышение эффективности выпрямительно-инверторных преобразователей электровозов однофазно-постоянного тока с рекуперативным торможением». Опыт работы – 50 лет. В настоящее время работает профессором кафедры «Электротехника, электроника и электромеханика» ФГБОУ «ДВГУПС». Имеет 180 научных работ, в том числе 24 патента. 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».

#### **Малышева Ольга Александровна**

Родилась в 1983 году. В 2005 году окончила Дальневосточный государственный университет путей сообщения (ДВГУПС) по специальности «Электроснабжение железных дорог». Кандидат технических наук, доцент. В 2008 году защитила диссертацию по теме «Внутрисистемный учет электрической энергии и контроль ее качества на электровозах переменного тока». Опыт работы – 14 лет. В настоящее время работает заведующей кафедрой «Электротехника, электроника и электромеханика» ФГБОУ «ДВГУПС». Имеет 33 научных труда.

#### **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 – 16 лет. В настоящее время работает заведующим кафедрой «Электроподвижной состав» ФГБОУ «ИрГУПС». Имеет 227 научных трудов, в том числе 55 патентов на изобретения и полезные модели. Награжден отраслевыми наградами ОАО «РЖД».

#### **Vlasyevskiy Stanislav**

Was born in 1939. In 1966 he graduated from Khabarovsk Railway Transport Engineers Institute with a degree «Railways Electrification». Doctor of Engineering Science, professor. In 2001 he defended his Doctor dissertation on the subject «Efficiency increasing of revers-

ible converters of locomotives of single-phase direct current with regeneration braking». He has 50 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 180 publications, including 24 patents. 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».

#### **Malysheva Olga**

Was born in 1983. In 2005 she graduated from Far Eastern State Transport University (DVGUPS) with specialization in «Electrical supply of railroads». She is a Candidate of Engineering Sciences, associate professor. In 2008 she defended a thesis in the subject «Internal accounting of electric power and its quality control on AC locomotives». Her work experience is 14 years. At present she works as head of the department «Electrotechnics, electronics and electromechanics» of FGBOU «DVGUPS». She is an author of 33 publications.

#### **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 16 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 227 publications, including 55 patents for inventions and useful models. He was awarded with industry awards of «Russian Railways» Ltd.

# Исследование электромагнитных процессов в тяговом приводе электровоза переменного тока при выходе из режимов тяги и рекуперативного электрического торможения

// The study of electromagnetic processes in the traction drive of an electric locomotive of alternating current at the exit of the traction modes and regenerative electric braking //

Титова Т.С., д. т. н., профессор,  
Евстафьев А.М., к. т. н., доцент,  
Якушев А.Я., к. т. н., Опарина Е.В.,  
ПГУПС, Санкт-Петербург

*В статье представлены результаты компьютерного имитационного моделирования электромагнитных процессов в тяговом приводе электровоза переменного тока с зонно-фазовым регулированием при выходе из режима тяги и рекуперативного торможения, необходимые для определения максимальных интервальных задержек программного формирования команд управления аппаратами силовой цепи. Результаты могут быть применимы для модернизации микропроцессорных систем управления электровозов ЭП1, ЭП1М, ЭЭС5К, ЭП2К. Ключевые слова: электроподвижной состав, тяговый электропривод, микропроцессорная подсистема управления, коммутация, электромагнитные процессы.*

Системы управления отечественных электровозов серий ЭП1, ЭП1М, ЭЭС5К являются однопроцессорными, управление силовым электрооборудованием осуществляется посредством параллельных каналов ввода-вывода дискретных сигналов и с помощью цепей управления, содержащих элементы жесткого схемного электрического блокирования работы оборудования (электромеханические реле, реле времени, блокировочный аппарат).

Совершенствование системы управления силовым электрооборудованием направлено на замену релейно-контактной подсистемы программно-логическим алгоритмом, реализуемым совокупностью бортовых микроконтроллеров [1]. В этой связи функции электро-механических реле времени, служащие для обеспечения бестокового переключения силовых коммутационных

*The article presents the results of computer simulation of electromagnetic processes in the traction drive of an electric locomotive, AC, zone-phase control at the exit of the traction mode and regenerative braking, necessary to determine the maximum interval delay software teams management apparatus power circuit. The results can be applicable for the modernization of microprocessor control systems of electric locomotives EP1, EP1M, ЭЭС5К, EP2K.*

*Keywords: electric rolling stock, the microprocessor control subsystem, commutation.*

аппаратов, изменяющих конфигурацию силовых цепей в режимах тяги и рекуперативного торможения, должны быть заменены программными интервальными задержками [2].

В статье представлены исследования длительности электромагнитных процессов выхода из режимов тяги и рекуперативного торможения электровоза переменного тока с зонно-фазовым регулированием, которые служат основанием для определения необходимых интервальных задержек в алгоритмах управления силовыми электроаппаратами.

## Многофункциональная компьютерная модель электровоза переменного тока с зонно-фазовым регулированием

Для определения максимальной длительности переходных процессов в тяговом приводе электровозов переменного тока ЭП1, ЭП1М при выходе из режимов тяги и рекуперативного торможения использована адаптированная к параметрам электрооборудования электровоза ЭП1 многофункциональная компьютерная модель электропоезда переменного тока с зонно-фазовым регулированием, разработанная сотрудниками кафедры «Электрическая тяга» ФГБОУ ВО ПГУПС [3, 4, 5, 6]. Компьютерная модель создана в среде

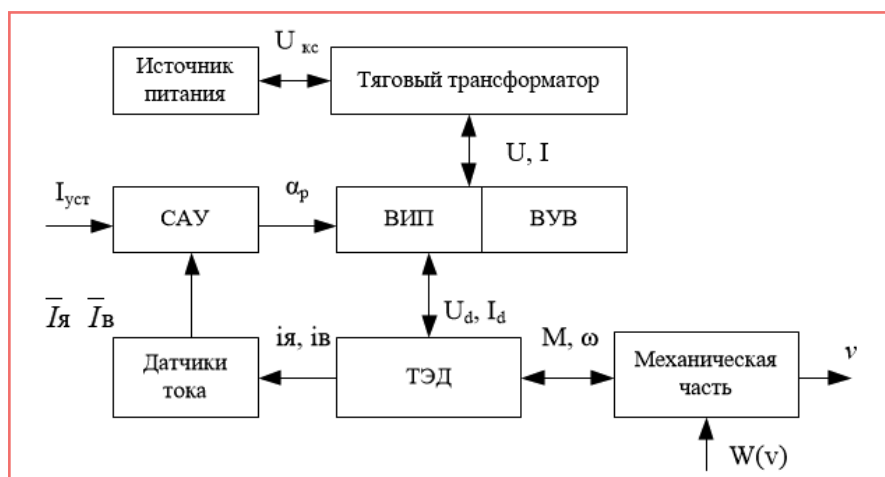


Рис. 1. Блок-схема компьютерной модели контура регулирования тока ТЭД

MATLAB с приложением Simulink. Модель содержит блоки тяговой подстанции, тяговой сети, тяговых электродвигателей (ТЭД), механической части электропривода, тягового трансформатора, выпрямительно-инверторного преобразователя (ВИП), выпрямительного устройства возбуждения (ВУВ), датчиков токов тяговых электродвигателей, а также систему автоматического управления (САУ), содержащую блоки регуляторов тока якоря (РТЯ) и тока возбуждения (РТВ), блоки системы зонно-фазового управления ВИП, синхронизации, формирования углов инвертирования ВИП (рис. 1).

Моделирование переходных процессов в ТЭД для режимов тяги и рекуперативного торможения осуществляется на основе анализа электромагнитных схем замещения тяговых двигателей последовательного (1) и независимого возбуждения (2), а также механической части тягового электропривода [7].

Система уравнений, описывающих работу электрической части ТЭД последовательного возбуждения, имеет вид

$$\begin{cases} u_d - \Sigma R_{\alpha} i_{\alpha} - \Sigma L_{\alpha} \frac{di_{\alpha}}{dt} - R_b i_b - L_b \frac{di_b}{dt} - C\Phi V = 0; \\ R_{\text{шо}} i_{\text{шо}} - R_b i_b - L_b \frac{di_b}{dt} - 2pw \frac{d\Phi}{dt} = 0 \\ R_{\text{ш}} i_{\text{ш}} - R_b i_b + L_{\text{ш}} \frac{di_{\text{ш}}}{dt} - L_b \frac{di_b}{dt} - 2pw \frac{d\Phi}{dt} = 0 \\ i_{\alpha} - i_b - i_{\text{ш}} - i_{\text{шо}} = 0 \\ C\Phi V = f(i_b + i_{\text{вх}}) \end{cases} \quad (1)$$

Система уравнений, описывающих работу ТЭД независимого возбуждения в режиме рекуперативного торможения, имеет вид

$$\begin{cases} u_d + \Sigma R_{\alpha} i_{\alpha} + \Sigma L_{\alpha} \frac{di_{\alpha}}{dt} - C\Phi V = 0; \\ u_b - 6R_b i_b - 6L_b \frac{di_b}{dt} - 6 \cdot 2pw \frac{d\Phi}{dt} = 0; \\ C\Phi V = f(i_b + i_{\text{вх}}). \end{cases} \quad (2)$$

В системе уравнений (1) и (2) приняты обозначения:

- $\Sigma R_{\alpha}, \Sigma L_{\alpha}$  – сопротивление и индуктивность цепи якоря;
- $R_b, L_b$  – сопротивление и индуктивность цепи возбуждения,
- $R_{\text{шо}}, R_{\text{ш}}$  – сопротивление резисторов, шунтирующих обмотки возбуждения;
- $2p$  – число полюсов;
- $w$  – число витков полюсной катушки;

$\Phi$  – магнитный поток;  
 $u_d$  – напряжение на выходе ВИП;  
 $u_b$  – напряжение на выходе ВУВ в режиме рекуперативного торможения;

$i_{\alpha}, i_b, i_{\text{шо}}, i_{\text{ш}}, i_{\text{вх}}$  – ток цепи якоря, цепи возбуждения, шунтирующих резисторов, контура вихревых токов;

$C_v \Phi V, 2pw \frac{d\Phi}{dt}$  – ЭДС вращения ТЭД и ЭДС, индуцированная в обмотке возбуждения ТЭД изменением основного магнитного потока.

Действие вихревых токов в массивных частях магнитопровода ТЭД учтено в компьютерной модели введением в контур намагничивания двух параллельно действующих апериодических звеньев первого порядка [6, 8, 9].

### Исследование электромагнитных процессов в тяговом приводе электровоза переменного тока при выходе из режима тяги

Для определения наибольшей длительности процессов затухания тока в цепи ТЭД последовательного возбуждения при выходе из режимов тяги смоделирован процесс снятия питания с усилителей-формирователей ВИП в момент замыкания тока ТЭД по буферному контуру ВИП и в момент выпрямления тока.

Уравнение равновесия напряжений и ЭДС для цепи якорей ТЭД в режиме тяги имеет вид

$$\begin{aligned} \frac{n-1}{4} U_{2m} \sin(\omega t) + \frac{1}{4} U_{2m} \sin(\omega t) \text{sign} \alpha = \\ = C_v \Phi V + \Sigma R_{\alpha} i_{\alpha} + 2pw \frac{d\Phi}{dt} + \\ + \Sigma L_{\alpha} \frac{di_{\alpha}}{dt} + L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $n$  – номер зоны регулирования ВИП,  
 $U_{2m} \sin(\omega t)$  – напряжение тяговой обмотки трансформатора,

$\Sigma L_{\alpha}$  – суммарная индуктивность обмоток якорей и сглаживающего реактора.

В момент замыкания тока по буферному контуру ВИП обмотка тягового трансформатора в мгновенной цепи замыкания тока не участвует. Продолжительность затухания тока ТЭД обусловлена действием ЭДС самоиндукции сглаживающего реактора, ЭДС, индуцируемых в обмотках якоря и возбуждения ТЭД при затухании магнитного потока, и противодействием ЭДС вращения  $C_v \Phi V$  тягового двигателя.

На рис. 2 показаны переходные процессы, возникающие при снятии управляющих импульсов в момент замыкания тока ТЭД по буферному контуру ВИП на 1-й и 4-й зонах регулирования, различающиеся влиянием возрастающей ЭДС вращения ТЭД пропорционально скорости движения.

Наиболее продолжительный процесс снижения тока ТЭД наблюдается на первой зоне регулирования

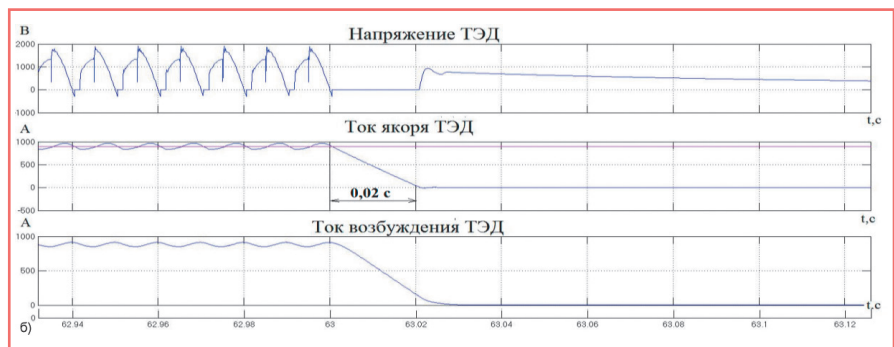
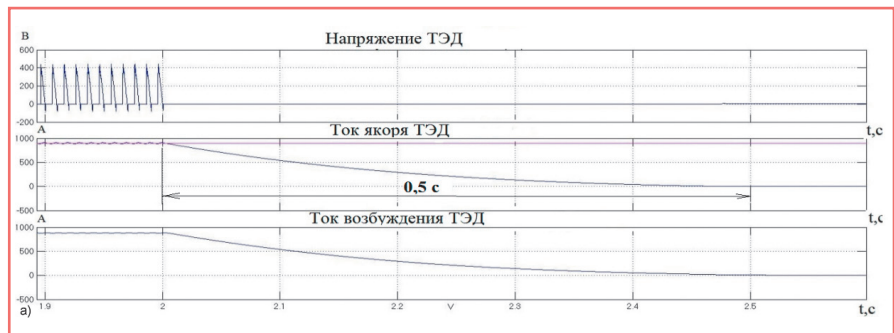


Рис. 2. Переходные процессы при снятии импульсов управления с ВИП в момент замыкания тока по буферному контуру: а) на 1-й зоне регулирования; б) на 4-й зоне регулирования

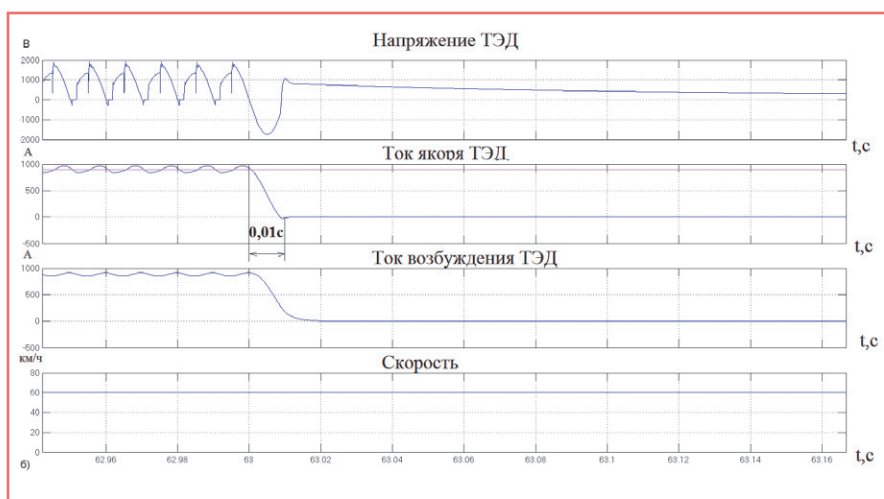
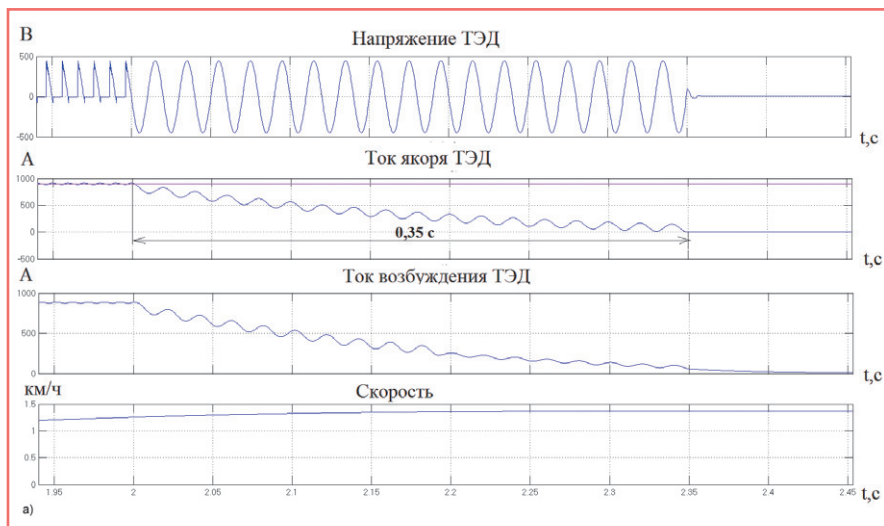


Рис. 3. Переходные процессы при снятии импульсов управления с ВИП в момент выпрямления: а) на 1-й зоне регулирования; б) на 4-й зоне регулирования

и составляет около 0,5 с. Длительность переходного процесса определяется преимущественно действием ЭДС самоиндукции цепи двигателя и сглаживающего реактора  $\Sigma L_d \frac{di_a}{dt}$ , так как противодействующая ей ЭДС вращения на первой зоне достаточно мала по сравнению с другими зонами регулирования.

Исследования переходных процессов выхода из режима тяги при снятии импульсов управления с полупроводниковых приборов ВИП на интервале выпрямления тока на 1-й и 4-й зонах регулирования показаны на рис. 3.

Продолжительность переходного процесса выхода из режима тяги при отключении импульсов управления на интервале выпрямления тока на 1-й зоне регулирования составляет 0,35 с, на 4-й зоне регулирования – 0,01 с, что существенно меньше по сравнению с длительностью процесса затухания тока в буферном контуре на 1-й зоне. Это связано с тем,

что ЭДС трансформатора, направленная в положительный полупериод встречно ЭДС, индуцируемой в цепи ТЭД, ускоряет процесс спада тока, создавая условия естественного запираания тиристорных плеч раньше по сравнению с процессом затухания токов при снятии импульсов управления в момент замыкания тока ТЭД по буферному контуру.

### Исследование электромагнитных процессов в тяговом приводе электровоза переменного тока при выходе из режима электрического рекуперативного торможения

При входе в режим рекуперативного торможения программным блоком управления ВИП устанавливается 4-я зона регулирования с постоянным фазовым углом  $90^\circ$ . Стабилизация тока якорей ТЭД при этом производится работой регулятора тока возбуждения

РТВ, повышающего ток возбуждения от 0 до номинальной величины. По мере снижения скорости торможения и достижения током возбуждения номинальной величины 845 А дальнейшая стабилизация тока якорей ТЭД осуществляется регулятором тока рекуперации РТР, посредством которого во взаимодействии с программным блоком переключения зон обеспечивается последовательный перевод зон регулирования ВИП с четвертой на третью, вторую и первую. Ток возбуждения при этом остается неизменным.

В штатном режиме функционирования релейно-контакторной подсистемы управления ТЭД электровоза ЭП1 процесс выхода из режима рекуперации начинается с отключения питания цепи возбуждения посредством размыкания силового контактора К1 с токовым разрывом цепи. После этого с интервалом 1–1,5 с, создаваемым электромеханическим реле времени КТ4, формируется команда на отключение питания усилителей-формирователей импульсов управления тиристорами ВИП. Интервальная задержка необходима для затухания магнитного потока ТЭД, во время которого ВИП переходит из режима непрерывного инвертирования к прерывистым токам вследствие снижения ЭДС вращения ТЭД. Уравнение равновесия ЭДС при выходе из рекуперативного торможения имеет вид

$$\frac{n}{4} U_{2m} |\sin \omega t| = C_v \Phi V - \sum r_a i_a - \sum L_d \frac{di_a}{dt}. \quad (4)$$

Ток якоря в начале процесса выхода из рекуперации на 4, 3, 2-й зонах регулирования протекает непрерывно, что обеспечивается более высоким по сравнению с ЭДС тягового трансформатора значением ЭДС вращения  $C_v \Phi V$  ( $C_v \Phi V - \sum L_d \frac{di_a}{dt} > u_2 \cdot \frac{n}{4}$ ). В процессе непрерывного инвертирования отключение контакторов питания усилителей-формирователей импульсов управления тиристорами ВИП приводит к короткому замыканию через открытые плечи инвертора и тяговую обмотку трансформатора на следующей после отключения контакторов полувольте напряжения. В этой связи необходима интервальная задержка отключения контакторов питания усилителей-формирователей импульсов управления ВИП для спада ЭДС вращения и перехода к прерывистым токам.

Выпрямительно-инверторный преобразователь переходит в режим

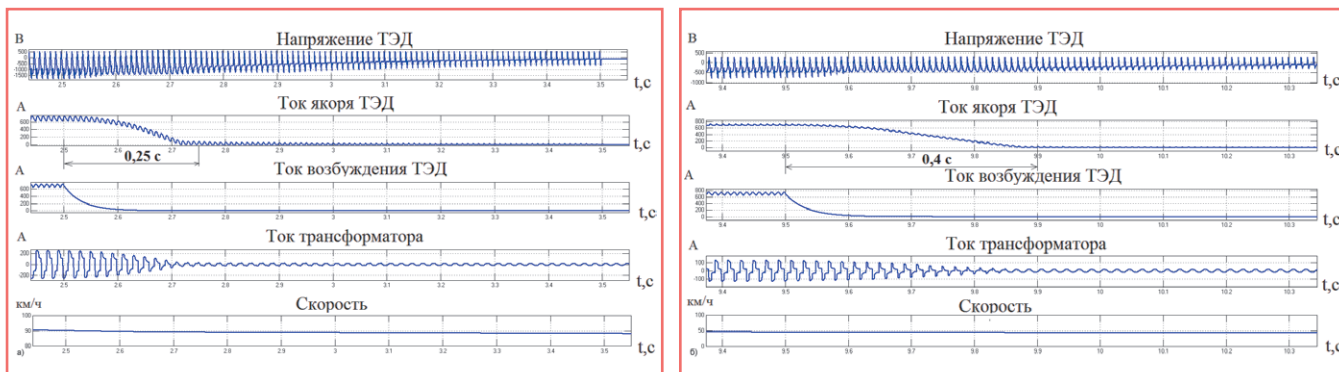


Рис. 4. Переходные процессы при существующем алгоритме выхода из рекуперативного торможения на разных зонах работы ВИП: а) 4-я зона; б) 1-я зона

прерывистых токов за счет естественной коммутации приборов при условии  $i_2 \cdot \frac{n}{4} > C_v \Phi V - \Sigma L_d \frac{di_d}{dt}$ . В этом случае создаются наиболее благоприятные условия для отключения контакторов питания усилителей-формирователей импульсов управления тиристорами ВИП.

На рис. 4 показаны процессы затухания тока рекуперации ТЭД при снятии питания с обмоток возбуждения размыканием силового контактора К1 на 4-й и 1-й зонах регулирования ВИП, как это производится в существующей схеме управления.

Из информации, представленной на рис. 4, видно, что снятие питания с обмоток возбуждения происходит с разрывом токовой цепи и горением дуги. Переход ВИП к прерывистым токам на четвертой зоне регулирования происходит через 0,25 с, на первой зоне регулирования – через 0,4 с.

Авторами предлагается применение бестокового разрыва цепи питания обмоток возбуждения путем запираания тиристорov выпрямительного устройства возбуждения, позволяющего снять коммутационную нагрузку, улучшить

условия работы силового оборудования и повысить безотказность работы отключающего силового контактора К1.

Реализацию альтернативного способа выхода из режима рекуперативного торможения предлагается производить программным форсированным запираанием тиристорov ВУВ путем увеличения углов управления до 160° с последующим бестоковым разрывом цепи питания обмоток возбуждения ТЭД силовым контактором К1, снятием питания с усилителей-формирователей импульсов управления ВУВ, ВИП, переводом тормозного переключателя в тяговое положение.

Переходные процессы выхода из рекуперативного торможения при программном запираании ВУВ представлены на рис. 5. Ток возбуждения спадает за 0,04 с (четыре полуволны) на всех зонах регулирования. Процесс спада тока якоря на 4-й зоне регулирования протекает за 0,3 с, на 1-й зоне регулирования – за 0,4 с, то есть длительность процесса затухания тока рекуперации практически не изменяется по отношению к штатному режиму размыкания цепи возбуждения ТЭД.

### Выводы

1. Полученные в ходе исследования максимальные величины длительности процессов выхода из режимов тяги и рекуперативного электрического торможения служат основанием для реализации программно-логических алгоритмов управления силовыми электроаппаратами отечественных электровозов серий ЭП1, ЭП1М, ЭП2К, 2(3) ЭС5К.

2. Наиболее длительные электромагнитные процессы выхода из режимов тяги и рекуперативного электрического торможения имеют место на 1-й зоне регулирования ВИП вследствие более существенного влияния ЭДС самоиндукции цепи двигателей и сглаживающего реактора по отношению к противодействующей ЭДС вращения к противодействующей ЭДС вращения при выходе из режима тяги и напряжению трансформатора при выходе из режима рекуперативного электрического торможения.

3. В ходе исследования предложен алгоритм бестокового размыкания цепи возбуждения в режиме выхода из рекуперативного торможения, который позволит повысить ресурс работы

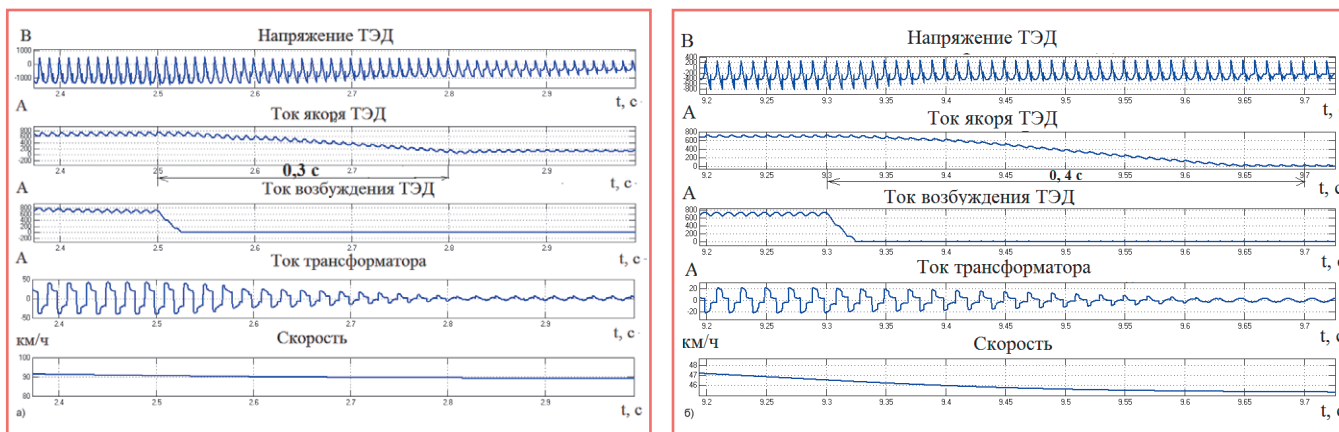


Рис. 5. Переходные процессы в режиме выхода из рекуперативного торможения на разных зонах работы ВИП при программном запираании тиристорov ВУВ: а) 4-я зона; б) 1-я зона

силовых контакторов, избежать коммутационных перенапряжений в цепи обмоток возбуждения тяговых электродвигателей без увеличения длительности процесса выхода из рекуперации.

### Литература

1. Опарина Е.В. Пути оптимизации подсистемы управления электрическими аппаратами электроподвижного состава / Е.В. Опарина // Электроника и электрооборудование транспорта. 2013. № 6. – С. 25–29.
2. Опарина Е.В. Управление электромеханическими аппаратами ЭПС при помощи микропроцессорных средств / Е.В. Опарина, Е.В. Опарин // Локомотив. – 2013. – № 11. – С. 41–44.
3. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013613095. Модель электропоезда переменного тока ЭД9Э для режима тяги / А.А. Богдан, А.М. Евстафьев, А.Н. Сычугов, А.Я. Якушев, И.П. Викулов; правообладатель ФГБОУ ВПО ПГУПС. Заявка № 2013611050, заявл. 08.02.2013; зарегистр. 25.03.2013.
4. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013613094. Модель электропоезда переменного тока ЭД9Э для режима рекуперативного торможения / А.А. Богдан, А.М. Евстафьев, А.Н. Сычугов, А.Я. Якушев, И.П. Викулов; правообладатель ФГБОУ ВПО ПГУПС. Заявка № 2013611043, заявл. 08.02.2013; зарегистр. 25.03.2013.
5. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013613096. Модель тягового электродвигателя ТЭД2У электропоездов постоянного тока / А.А. Богдан, А.М. Евстафьев, А.Н. Сычугов, А.Я. Якушев; правообладатель ФГБОУ ВПО ПГУПС. Заявка № 2013611055, заявл. 08.02.2013; зарегистр. 25.03.2013.
6. Электровоз ЭП1. Руководство по эксплуатации. Том 1 (в четырех книгах). Книга 1. ИДМБ.661142.004РЭ1. Техническое описание. Электрические схемы. – Ростов-на-Дону, 2006. – 149 с.
7. Плакс А.В. Системы управления электрическим подвижным составом / А.В. Плакс. – М.: Маршрут, 2005. – 360 с.
8. Плакс А.В. Параметры коллекторных тяговых двигателей при моделировании переходных процессов в цепях электровозов / А.В. Плакс, М.Ю. Изварин // Вестник ВЭЛНИИ. – 2004. – № 1. – С. 112–118.
9. Якушев А.Я. Определение параметров апериодических звеньев, учитывающих влия-

ние вихревых токов тяговых электродвигателей постоянного тока / А.Я. Якушев, А.М. Евстафьев, В.М. Мищенко // Вестник транспорта Поволжья. – 2014. – № 5. – С. 52–58.

### Титова Тамила Семеновна

Окончила Северо-Западный заочный политехнический институт по специальности «Электрические машины». Доктор технических наук, профессор. В 2005 году защитила диссертацию на тему «Комплексная оценка влияния новых природозащитных технологий на геологическую обстановку». Опыт работы – 30 лет. В настоящее время работает проректором по научной работе, заведующей кафедрой «Техносферная и экологическая безопасность» ФГБОУ ВО ПГУПС. Имеет более 100 научных трудов, в том числе 12 монографий и учебников, 12 патентов, 10 зарубежных публикаций. Почетный железнодорожник, Заслуженный деятель науки Российской Федерации.

### Евстафьев Андрей Михайлович

Родился в 1979 году. Окончил ЛИИЖТ по специальности «Электрический транспорт». Кандидат технических наук, доцент. В 2005 году защитил диссертацию на тему «Электронные системы ослабления возбуждения тяговых двигателей электроподвижного состава». Опыт работы – 15 лет. В настоящее время работает заведующим кафедрой «Электрическая тяга» ФГБОУ ВО ПГУПС. Имеет более 100 научных трудов.

### Якушев Алексей Яковлевич

Родился в 1940 году. В 1961 году окончил ЛИИЖТ по специальности «Электрический транспорт». Кандидат технических наук, доцент. В 1970 году защитил диссертацию на тему «Исследование способов улучшения работы систем вспомогательных машин электропоездов переменного тока». Опыт работы – 53 года. В настоящее время работает профессором кафедры «Электрическая тяга» ФГБОУ ВО ПГУПС. Имеет более 100 научных трудов, 3 авторских свидетельства.

### Опарина Екатерина Владимировна

Родилась в 1988 году. В 2010 году окончила ФГБОУ ВО ПГУПС по специальности «Электрический транспорт». Опыт работы – 9 лет. В настоящее время работает электромехаником Балтийской дистанции электроснабжения и учится в аспирантуре ПГУПС. Имеет 12 научных статей.

### Titova Tamila

She graduated from North West Correspondence Polytechnic Institute majoring in «Electric machines». She is a Doctor of Technical sciences, professor. In 2005 she defended the dissertation with topic «Complex assessment of the impact of new environmental protection technologies to the geological situation». She has 30 years of work experience. At present she works as Vice Rector for Research, Chief of «Technospheric and environmental safety» department of St. Petersburg State Transport University. She has more than 100 scientific works, including 12 monographs and training manuals, 12 patents, 10 abroad publications. She is Honored railway employee, Honored Scientist of Russian Federation.

### Evstafiev Adnrey

Was born in 1979. He graduated from Leningrad State Transport University majoring in «Electric transport». He is Candidate of Technical Sciences, associate professor. In 2005 he defended the dissertation with topic «Electronic systems of attenuation of excitation of traction engines of electric rolling stock». He has 15 years of work experience. At present he works as Chief of «Electric operation» department of St. Petersburg State Transport University. He has more than 100 scientific works.

### Yakushev Alexey

Was born in 1940. In 1961 he graduated from Leningrad State Transport University majoring in «Electric transport». He is Candidate of Technical Sciences, associate professor. In 1970 he defended the dissertation with topic «Research of ways to improve the operation of auxiliary machine systems of AC electric vehicles». He has 53 years of work experience. At present he works as professor of «Electric operation» department of St. Petersburg State Transport University. He has more than 100 scientific works, 3 certificates of authorship.

### Oparina Ekaterina

Was born in 1988. In 2010 she graduated from St. Petersburg State Transport University majoring in «Electric Transport». She has 9 years of work experience. At present she works as electrician of Baltic electric supply division and studies at St. Petersburg State Transport University postgraduate school. She has 12 scientific articles.



# Исследование характеристик экранированного асинхронного двигателя

// Investigation of the characteristics of screened induction motor //

Ким К.К., д.т. н., профессор,  
ПГУПС, Санкт-Петербург

Гринфельд Г.М., к.т. н., Голоколос Д.А.,  
ФГБОУ ВПО «КНАГТУ», г. Комсомольск-на-Амуре

*Современные электромеханические преобразователи, используемые на транспорте, должны обеспечивать высокую надежность при работе в тяжелых и экстремальных условиях. В статье представлены результаты численного моделирования экранированного асинхронного двигателя, предназначенного для работы в таких условиях. Целью исследования является оценка влияния параметров экранирующего элемента на эксплуатационные характеристики электропривода.*

*Ключевые слова:* экранированный асинхронный двигатель, экранирующий элемент, математическая модель.

Применение энергетического оборудования, в первую очередь асинхронных электродвигателей, на транспорте часто связано с тяжелыми условиями эксплуатации. Герметизация асинхронного электродвигателя путем изоляции статорной части электромеханического преобразователя (ЭМП) от окружающей среды обеспечивает его работу под воздействием значительных тепловых, электромагнитных и механических нагрузок, улучшает показатели безотказности, долговечности, ремонтпригодности и дает существенную экономию при эксплуатации [1].

При герметизации ЭМП становится возможным повысить удельные нагрузки и мощность интенсификацией охлаждения отдельных элементов за счет непосредственного жидкостного охлаждения. При этом следует отметить, что даже косвенный способ отвода тепла в преобразователях позволяет увеличить полезную мощность в 1,3...1,4 раза только при охлаждении статора и почти в два раза – при дополнительном охлаждении ротора и подшипниковых щитов [2, 3]. Поэтому теоретически полезная мощность

*Modern electromechanical transducers used in transport must ensure high reliability when working in difficult and extreme conditions. This article contains the results of numerical simulation of shielded induction motor that is designed to work in such conditions. The aim of the study is to assess the influence of the parameters of the shielding element on performance of actuator.*

*Keywords:* canned induction motor, electromagnetic shielding element, mathematical model.

при циркуляции внутри преобразователя хладагента может быть в 2,5...3 раза выше мощности однотипной электрической машины с воздушным охлаждением.

## Постановка задачи исследования

Обеспечение требуемого уровня надежности за счет установки экранирующего элемента обуславливает специфику протекающих в ЭМП электромагнитных

и тепловых процессов и отрицательно сказывается на его энергетических характеристиках за счет увеличения воздушного зазора. Для полноценного анализа влияния экрана на характеристики ЭМП, помимо номинальных параметров преобразователя, необходимо дополнительно учитывать еще и параметры экранирующего элемента. Нахождение точного аналитического решения возможно только для ограниченного круга одномерных задач при использовании целого ряда допущений, негативно отражающихся на адекватности полученных результатов. Для получения приемлемого для инженерных расчетов результата необходимо использовать численные методы решения задачи о распределении магнитного поля в трехмерном пространстве, позволяющие избавиться от основных допущений.

## Моделирование процессов в экранированном преобразователе

В результате численного моделирования экранированного ЭМП найдено распределение плотности тока в экранирующем элементе асинхронного двигателя мощностью 1,1 кВт с экраном из бронзы Бр06Ц6С3 толщиной

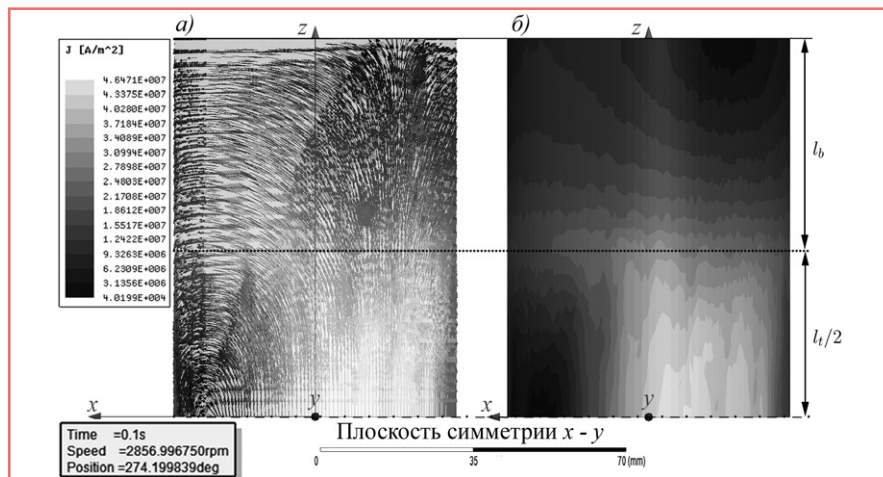


Рис. 1. Распределение плотности тока в экранирующем элементе ЭМП мощностью 1,1 кВт: а) ориентация векторов плотности тока; б) модуль плотности тока

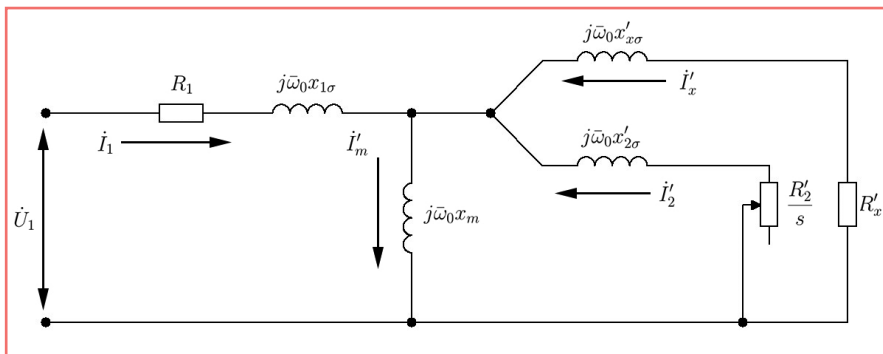


Рис. 2. Схема замещения экранированного асинхронного двигателя

0,2 мм. Полученное распределение плотности тока в 1/4 части сегмента экранирующего элемента представлено на рис. 1, где  $l_a$  – длина экрана, равная длине активного воздушного зазора машины  $l_g$ , а  $l_b$  – длина вылета экрана, определяемая длиной вылета лобовых частей обмотки статора и конструкцией машины. Из информации, представленной на рисунке, видно, что распределение токов в экранирующем элементе имеет сложный вихревой характер, который сложно учесть при аналитическом решении.

Анализ результатов численного моделирования показывает, что сопротивление экранирующего элемента в исследованном диапазоне (0...50 Гц) незначительно зависит от частоты, что указывает на преобладающую активную составляющую сопротивления экрана. Таким образом, для качественного анализа электромагнитных процессов экранированный ЭМП можно рассматривать как трехобмоточный электромеханический преобразователь, в котором экранирующий элемент представляется неподвижным полым цилиндром, в виде распределенной эквивалентной короткозамкнутой обмотки, имеющей активное сопротивление.

Схема замещения приведенного экранированного асинхронного двигателя показана на рис. 2, где  $R'_x, X'_{x\sigma}$  – активное и индуктивное сопротивления экранирующего элемента, приведенные к обмотке статора.

Система дифференциальных уравнений, описывающая физические процессы, протекающие в экранированном асинхронном двигателе, в форме пространственных векторов во вращающейся системе координат записывается следующим образом [4]:

$$\frac{d}{dt} \vec{\Psi}_1 = \vec{U}_1 - R_1 \vec{I}_1 - j\omega_0 \vec{\Psi}_1, \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{2a} = -R_2 i_{2a}, \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt} \vec{\Psi}_x = -R_x \vec{I}_x - j\omega_0 \vec{\Psi}_x, \quad (3)$$

$$\vec{I}_1 = \frac{1}{L_{1\sigma}} (\vec{\Psi}_1 - \vec{\Psi}_m), \quad (4)$$

$$\vec{I}_2 = \frac{1}{L_{2\sigma}} (\vec{\Psi}_2 - \vec{\Psi}_m), \quad (5)$$

$$\vec{I}_x = \frac{1}{L_{x\sigma}} (\vec{\Psi}_x - \vec{\Psi}_m), \quad (6)$$

$$\vec{\Psi}_m = L_m \vec{I}_1 + L_m \vec{I}_2 + L_m \vec{I}_x, \quad (7)$$

$$\omega_0 = -\frac{R_2 i_{2b}}{\Psi_{2a}} + p\omega, \quad (8)$$

где  $\vec{I}_1, \vec{I}_2, \vec{I}_x, i_{2a}, i_{2b}$  – токи, протекающие в обмотках;  $\vec{U}_1$  – питающее напряжение;  $\vec{\Psi}_1, \vec{\Psi}_x, \Psi_{2a}$  – потокоцепления обмоток;  $\vec{\Psi}_m$  – потокоцепление взаимной индукции;  $R_1, R_2, R_x$  – активные сопротивления обмоток;  $L_m$  – взаимная индуктивность обмоток;  $L_{1\sigma}, L_{2\sigma}, L_{x\sigma}$  – индуктивность рассеяния обмоток;  $\omega_0$  – угловая частота напряжения питания;  $\omega$  – угловая скорость вращения ротора;  $p$  – число пар полюсов двигателя. Индексы: 1 – обмотка статора; 2 – обмотка ротора; x – обмотка экрана.

Система уравнений (1–8) дополняется выражениями, описывающими

преобразование электрической энергии в механическую:

$$M = \frac{3}{2} p (\vec{I}_2 \times \vec{\Psi}_m), \quad (9)$$

$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{1}{J} (M - M_c), \quad (10)$$

где  $M$  – электромагнитный момент;  $M_c$  – момент сопротивления на валу;  $J$  – момент инерции ротора.

Представленная модель позволяет исследовать экранированный асинхронный двигатель как в установившихся, так и переходных режимах работы, учитывая параметры экранирующего элемента. К числу исходных параметров, необходимых для ее формирования, относятся первичные напряжения и физические параметры устройства (геометрические размеры, обмоточные данные и т. п.).

При исследовании математической модели в пакете MATLAB Simulink получено семейство механических характеристик при различных параметрах экранирующего элемента. На рис. 3 представлены зависимости, полученные при решении системы уравнений (1–10) в MATLAB Simulink, в сравнении с численным решением полевой задачи в пакете Ansys Maxwell. Активное сопротивление экрана задается в относительных единицах (базовое значение – активное сопротивление статорной обмотки), а индуктивность экрана принимается равной нулю.

Совпадение механических характеристик, полученных при различных методах моделирования, подтверждает адекватность математической модели. Результаты показывают, что при уменьшении активного сопротивления экрана (при использовании материала

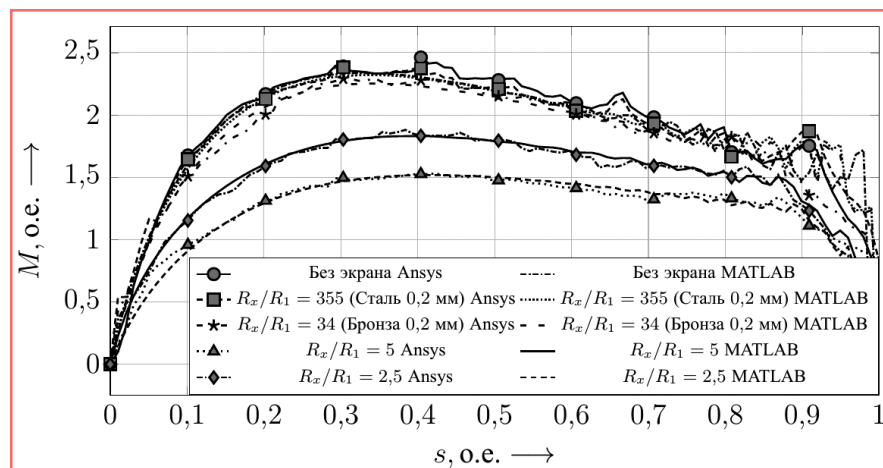


Рис. 3. Механические характеристики экранированного асинхронного двигателя мощностью 1,1 кВт при изменении материала экрана

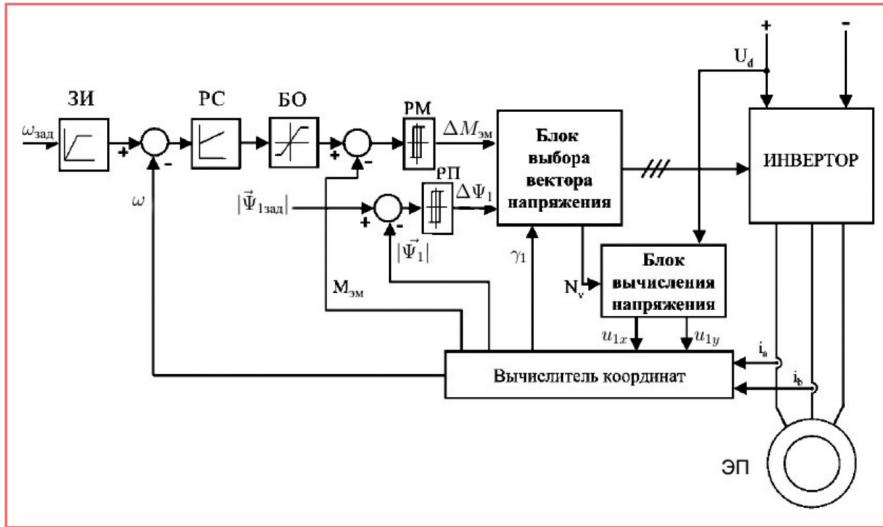


Рис. 4. Структурная схема системы прямого управления моментом

с меньшим удельным электрическим сопротивлением и увеличении толщины экрана) ухудшаются рабочие характеристики экранированного ЭМП. Использование немагнитного материала с относительно высоким электрическим сопротивлением позволяет приблизить рабочие характеристики экранированного ЭМП к характеристикам традиционного.

Для оценки влияния параметров экрана на эффективность работы электропривода определены быстродействие и точность системы управления, адаптированной для экранированного ЭМП. Системы управления современных преобразователей частоты, ориентированные на эталонную математическую модель объекта управления, такие как системы с прямым управлением моментом (ПУМ), предполагают наличие информации о пространственном

положении вектора потокоцепления статора, получаемой на практике от наблюдателя магнитного потока. Структурная схема системы прямого управления моментом показана на рис. 4.

Расчет переходных процессов выполнен в пакете MATLAB Simulink в соответствии с изображенной структурной схемой. На рисунках показаны кривые изменения скорости вращения вала двигателя  $n$  (рис. 5а и 6а) и электромагнитного момента двигателя  $M$  (рис. 5б и 6б) при пуске преобразователя из неподвижного состояния до номинальной частоты вращения и при изменении нагрузки  $M_c$  на валу.

Из графиков видно, что при использовании экранированных ЭМП необходимо учитывать влияние экранирующего элемента на его пусковые характеристики. При уменьшении активного

сопротивления экранирующего элемента быстродействие системы снижается. При использовании материалов экрана с низким удельным электрическим сопротивлением время реакции системы увеличивается на 20% и более.

**Выводы**

Анализ результатов моделирования экранированного ЭМП показывает, что экранирующий элемент может оказывать значительное влияние на пусковые и рабочие характеристики электротехнического комплекса. При выборе параметров и синтезе системы управления асинхронным двигателем с экранирующим элементом должны учитываться толщина и удельное электрическое сопротивление экрана.

**Литература**

1. Ким К.К. Анализ влияния конструктивных факторов на надежность герметичных электромеханических преобразователей / Д.А. Голоколос, Н.С. Карпова, С.Н. Иванов, К.К. Ким // Ученые записки КнАГТУ, 2013. – № IV-1(16). – С. 29–34.
2. Бурковский А.Н. Нагрев и охлаждение электродвигателя взрывозащищенного исполнения / А.Н. Бурковский, Е.Б. Ковалев, В.К. Коробов. – М.: Энергия, 1970. – 184 с.
3. Ким К.К. Постановка задачи исследования устойчивости теплоотвода в элементах герметичных электромеханических преобразователей / К.К. Ким, М.В. Мартыанов, С.Н. Иванов, А.А. Просолович // Ученые записки КнАГТУ, 2015. – № III-1(23). – С. 26–31.
4. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным управлением: учеб. / Г.Г. Соколовский. – М.: Академия, 2006. – 265 с.

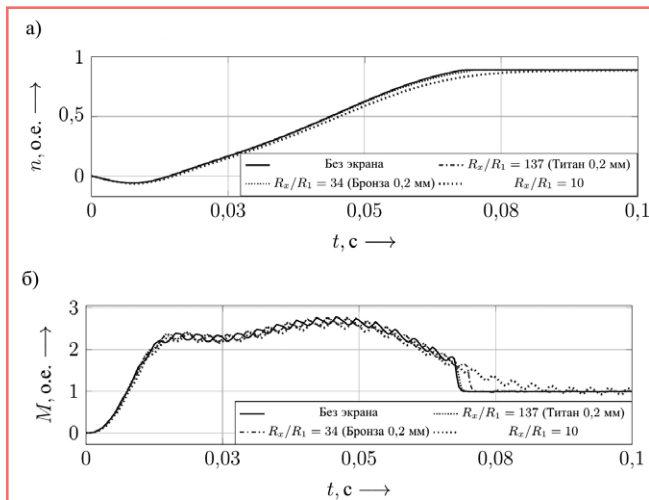


Рис. 5. Пуск экранированного асинхронного двигателя мощностью 1,1 кВт в системе ПУМ

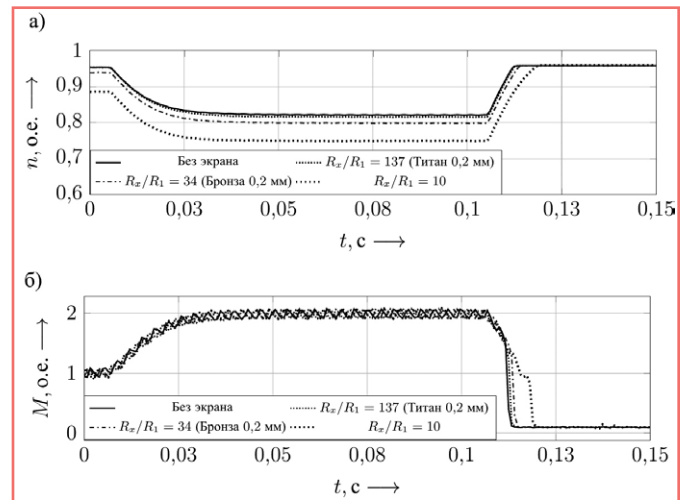


Рис. 6. Возрастание нагрузки до  $M_c = 2 M_n$  и снижение нагрузки до  $0,1 M_n$  в экранированном асинхронном электроприводе мощностью 1,1 кВт при номинальной частоте вращения в системе ПУМ

**Ким Константин Константинович**

Родился в 1958 году. В 1980 году окончил Ленинградский политехнический институт (ЛПИ) по специальности «Инженерная электрофизика». Доктор технических наук, профессор. В 1998 году защитил докторскую диссертацию на тему «Электродинамика систем электродвижения с использованием сверхпроводимости и магнитного подвеса». Опыт работы – 36 лет. В настоящее время заведует кафедрой «Теоретические основы электротехники» ПГУПС. Имеет 500 печатных научных трудов, в том числе 172 патента.

**Гринфельд Григорий Михайлович**

Родился в 1953 году. В 1976 году окончил ЛЭТИ им. В.И. Ульянова (Ленина) по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». Кандидат технических наук, доцент. В 1987 году защитил диссертацию на тему «Исследование и разработка методов параметрического управления качеством производства боеприпасов». Опыт работы – 40 лет. В настоящее время работает доцентом кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» ФГБОУ

ВПО «КНАГТУ». Имеет 25 научных трудов, 10 авторских свидетельств на изобретения.

**Голоколос Дмитрий Анатольевич**

Родился в 1989 году. В 2012 году окончил Космопольский-на-Амуре государственный технический университет по специальности «Электротехника, электромеханика и электротехнологии». В настоящее время является аспирантом кафедры «Электромеханика» ФГБОУ ВПО «КНАГТУ». Имеет 9 научных трудов, 4 свидетельства о регистрации программ для ЭВМ.

**Kim Konstantin**

Was born in 1958. He graduated from Leningrad Polytechnic Institute with specialization in «Engineering electrophysics». Doctor of engineering, professor. In 1998 he defended his doctoral dissertation on the topic «The electrodynamics of electrical propulsion systems using superconductivity and magnetic suspension». He has 36 years of work experience. Currently he works as head of the department «Theoretical foundations of electrical engineering» at PGUPS. He is an author of 500 publications, including 172 patents.

**Grinfilid Grigoriy**

Was born in 1953. In 1976 he graduated from Leningrad Electrotechnical University «LETI» named after V.I. Lenin majoring in «Electric drive and automation of industrial plants». He is Candidate of Technical Sciences, associate professor. In 1987 he defended the dissertation with topic «Research and development of methods for parametric control of ammunition production quality». He has 40 years of work experience. At present he works as associate professor of «Electric drive and automation of industrial plants» department of Komsomolsk-on-Amur State Technical University. He has 25 scientific works, 10 certificates of authorship for inventions.

**Golokolos Dmitrii**

Was born in 1989. In 2012 he graduated Komsomolsk-on-Amur State Technical University majoring «Electric engineering, electro mechanics and electro technologies». At present he is post-graduate of «Electro mechanics» department of Komsomolsk-on-Amur State Technical University. He has 9 scientific works, 4 certificates of ECM programs registry.

# Добротность мезаэпитаксиальных GaAs-варикапов

// Quality factor of mesaepitaxial GaAs-varactor diodes //

Сурайкин А.И., к. т. н.,  
Кокулов С.Г.,  
Мордовский национальный исследовательский  
университет имени Н.П. Огарёва, г. Саранск

*В статье представлены результаты исследования добротности полупроводниковых мезаэпитаксиальных GaAs-варикапов, предназначенных для широкого применения в высокочастотной аппаратуре. Показаны полученные соотношения, связывающие электрофизические параметры и параметры физической структуры варикапов, непосредственно связанных с добротностью. Рассмотрены способы повышения добротности GaAs-варикапов. Приводятся данные об измерении добротности экспериментальных образцов мезаэпитаксиальных GaAs-варикапов. Ключевые слова: арсенид галлия, варикап, мезаэпитаксиальная структура, емкость, добротность.*

*The article provides a research results of quality factor of semiconductor, mesaepitaxial GaAs-varactor diodes for a consumer application in high-frequency equipments. Obtain and present equations for bind an electrophysical parameters and quality factor of GaAs-varactor diodes. Present of measurement results of quality factor of GaAs-varactor diodes experimental samples. Keywords: gallium arsenide, varactor diode, mesaepitaxial conformation, capacitance, quality factor.*

Развитие электронной компонентной базы (ЭКБ) связано с применением как новых, так и хорошо известных полупроводниковых материалов. Интерес к такому полупроводниковому материалу, как GaAs, не случаен. Несмотря на ряд недостатков GaAs, его достоинства несомненны [1]. Развитие технологий получения как высококачественных подложек, так и многослойных эпитаксиальных структур позволяет реализовать в ряде полупроводниковых приборов некоторые достоинства GaAs, базирующиеся на его предпочтительных, по сравнению с Si, электрофизических параметрах [2]. Это и обеспечивает дальнейшее развитие современной ЭКБ.

Интерес применения GaAs для производства варикапов обусловлен еще и тем, что он в некотором смысле отвечает приближению идеального полупроводника для варикапов. Идеальный полупроводник для варикапа должен иметь те или иные носители заряда с высокой подвижностью, обладать

низкой диэлектрической проницаемостью, широкой запрещенной зоной, низкой энергией ионизации примесей и высокой теплопроводностью. Эти параметры обеспечивают минимальное сопротивление, минимальную емкость, небольшой ток насыщения, а также возможность работы при повышенных температурах [3].

Из всех электрических параметров варикапов добротность можно рассматривать как параметр, обеспечивающий разработку и изготовление высококачественной приемо-передающей ВЧ-аппаратуры.

## Постановка задачи

В мезаэпитаксиальных GaAs-варикапах, изготовленных на основе многослойных эпитаксиальных структур (рис. 1), барьерная емкость  $p$ - $n$ -перехода так же, как у кремниевых варикапов, не зависит от частоты вплоть до СВЧ-диапазона.

Рабочий диапазон частот барьерного варикапа ограничивается его последовательным сопротивлением  $R_D$  и сопротивлением, шунтирующим  $p$ - $n$ -переход,  $-R_{SH}$ .

Используя эквивалентную схему GaAs-варикапа, показанную на рис. 1, добротность варикапа можно определить следующим образом [4]:

$$Q_{eff} = \frac{1}{\frac{1}{\omega C_j R_{SH}} + \omega C_j R_D}, \quad (1)$$

где  $R_{SH}$  – сопротивление, шунтирующее  $p$ - $n$ -переход (эквивалент тока утечки через обратно-смещенный  $p$ - $n$ -переход);

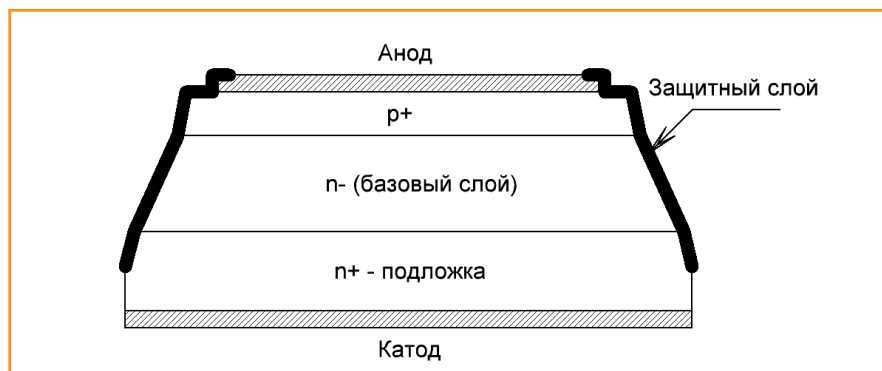


Рис. 1. Структура кристалла GaAs-варикапа. В качестве защитного слоя могут использоваться диэлектрические пленки  $\text{SiO}_2$  и  $\text{Si}_3\text{N}_4$ , а также полимерные материалы типа фотолитографических резистов

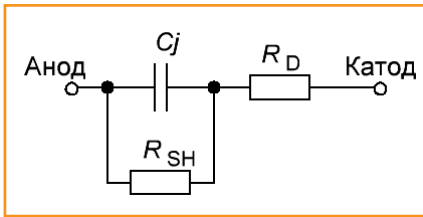


Рис. 2. Эквивалентная схема GaAs-варикапа

$R_D$  – последовательное (динамическое) сопротивление варикапа, обусловленное омическим сопротивлением полупроводника и контактов анода и катода;

$C_j$  – барьерная емкость  $p$ - $n$ -перехода;  
 $\omega$  – частота, на которой производится идентификация добротности.

Соотношение (1) позволяет анализировать добротность как на низкой, так и на высокой частоте. На высокой частоте этот параметр будет определяться следующим образом:

$$Q_{eff(HF)} = \frac{X_C}{R_D} = \frac{1}{\omega \cdot C_j \cdot R_D}, \quad (2)$$

то есть добротность, представляющая собой отношение реактивного сопротивления варикапа  $X_C$  к его активному сопротивлению, убывает обратно пропорционально частоте, барьерной емкости  $p$ - $n$ -перехода и последовательному сопротивлению  $R_D$ .

В соответствии с соотношением (2) для повышения добротности варикапа на некоторой фиксированной частоте  $\omega = 2\pi f$  необходимо уменьшать емкость  $C_j$  и последовательное сопротивление  $R_D$ . Возникает противоречие: уменьшая сопротивление  $R_D$ , то есть увеличивая уровень легирования базовой области варикапа ( $n$ -слоя), мы увеличиваем барьерную емкость  $p$ - $n$ -перехода. Кроме этого, необходимо учитывать, что диапазон обратных напряжений GaAs-варикапов может достигать 100 В и более. Этот фактор не позволяет уменьшать уровень легирования базового  $n$ -слоя GaAs-варикапа. Но при большом диапазоне обратных напряжений

(до 100 В) область пространственного заряда (ОПЗ) начинает распространяться практически на весь  $n$ -слой, что дополнительно приводит к увеличению емкости  $p$ - $n$ -перехода, так как площадь перехода на границе с  $n^+$ -слоем больше за счет угла наклона фаски мезаобласти.

Таким образом, нахождение некоторого оптимального соотношения между уровнем легирования базового  $n$ -слоя и углом наклона фаски мезаобласти позволит решить частную задачу увеличения добротности мезаэпитаксиальных GaAs-варикапов на фиксированной частоте в рабочем диапазоне обратных напряжений.

### Теория

Современные технологии производства полупроводниковых структур и приборов позволяют изготавливать  $p$ - $n$ -переходы, у которых  $R_{SH} \approx 100$  мОм  $\div$   $\div$  1 ГОм. Как упоминалось ранее,

$$R_D = R_V + R_C, \quad (3)$$

где  $R_V$  – объемное сопротивление материала варикапа,

$R_C$  – сопротивление контактов анода и катода.

Применяемые при изготовлении варикапов технологии формирования контактов на основе эвтектики Au-Ge, Au-Ni позволяют получать контакты с сопротивлением не более 100 мОм. То есть можно предположить, что  $R_V \gg R_C$  и, соответственно,  $R_V \approx R_D$ , а  $R_{SH} \gg R_D$ . На рис. 3 показана эквивалентная схема варикапа на высоких частотах при таких допущениях.

Для решения задачи повышения добротности варикапов необходимо задать критерии максимизации. Емкость мы не можем изменять произвольно, так как это параметр, заданный изначально и контролируемый в процессе производства варикапов. Диапазон изменения емкости задается только вольт-фарадной характеристикой, то есть изменением емкости в рабочем диапазоне

обратных напряжений, в нашем случае 0–100 В. При этом основная нормированная величина емкости задается при обратном напряжении 4 В ( $C_{j,max}$ ). Еще одна величина емкости нормируется при обратном напряжении 100 В ( $C_{j,min}$  – для определения коэффициента перекрытия по емкости  $K_c = C_{j,max}/C_{j,min}$ ).

Сопротивление  $R_D$ , согласно эквивалентной схеме, представленной на рис. 3, обусловлено наличием и размером квазинейтральной базовой области варикапа. На рис. 4, где показана одномерная физическая модель мезаэпитаксиального GaAs-варикапа, квазинейтральная область базы будет определяться как разность между физической границей базовой области ( $W_B$ ) и областью пространственного заряда ( $W_{scl}$ ) –  $W_{QNB} = W_B - W_{scl}$ .

Квазинейтральная область базы модулируется обратным напряжением варикапа таким образом, что меняется от максимальной величины  $W_{QNB,max}$  при минимальном обратном напряжении  $U_{R,min}$  до минимальной величины  $W_{QNB,min}$  при максимальном обратном напряжении  $U_{R,max}$ . То есть минимизируя сопротивление  $R_D$  при максимальном обратном напряжении, можно в соответствии с (2) повысить добротность варикапа во всем диапазоне обратных рабочих напряжений. Компромисс в решении такой задачи, очевидно, заключается в подборе такой толщины и уровня легирования базовой области (эпитаксиальной пленки), при которых область пространственного заряда ( $W_{scl}$ ) при максимальном обратном напряжении ( $U_{R,max} = 100$  В) будет практически полностью перекрывать эпитаксиальную базовую область.

В приближении резкого асимметричного  $p$ - $n$ -перехода емкость варикапа выразим следующим образом:

$$C_j = \frac{\epsilon \epsilon_0 \cdot S}{W_{scl}(U_R)} = S \cdot \sqrt{\frac{q \cdot \epsilon \epsilon_0 \cdot N_D}{2 \cdot (U_j^* - U_R)}}, \quad (4)$$

где  $S$  – площадь  $p$ - $n$ -перехода варикапа;

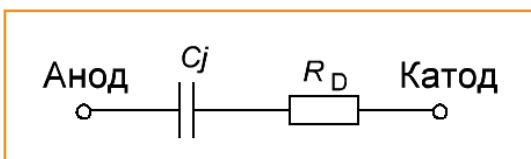


Рис. 3. Эквивалентная схема GaAs-варикапа на высоких частотах

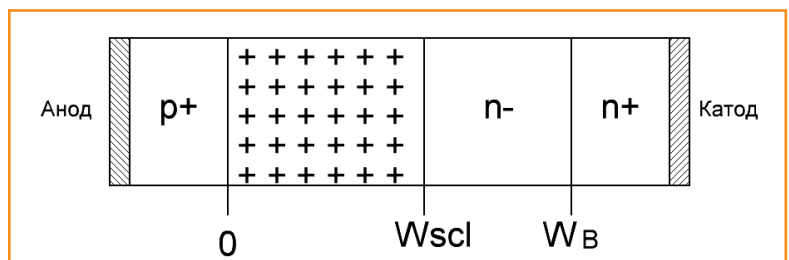


Рис. 4. Физическая модель GaAs-варикапа

$W_{scl}(U_R)$  – ширина области пространственного заряда при обратном напряжении  $U_R$ ;

$N_D$  – концентрация примеси в эпитаксиальном  $n$ -слое (базовой области варикапа);

$U_j^*$  – контактная разность потенциалов  $p$ - $n$ -перехода варикапа;

$U_R$  – внешнее напряжение, приложенное к варикапу.

Сопротивление  $R_D$  запишем следующим образом:

$$R_D = \rho_B \cdot \frac{W_{QNB}(U_R)}{S}, \quad (5)$$

где  $\rho_B$  – удельное сопротивление эпитаксиального слоя базовой области  $n$ -слоя;

$W_{QNB}(U_R)$  – ширина квазинейтральной области базы в зависимости от величины приложенного обратного напряжения;

$S$  – площадь  $p$ - $n$ -перехода варикапа.

Ширина квазинейтральной базы варикапа

$$W_{QNB} = h_{epi} - W_{scl}(U_R), \quad (6)$$

где  $h_{epi}$  – толщина эпитаксиального слоя базовой области ( $n$ -слоя).

Подставляя (6) в (5) и учитывая, как зависит удельное сопротивление от концентрации легирующей примеси, получим

$$R_D = \frac{1}{q \cdot \mu_n \cdot N_D} \cdot \frac{h_{epi} - W_{scl}(U_R)}{S}, \quad (7)$$

где  $\mu_n$  – подвижность электронов в слое эпитаксиальной базы;

$N_D$  – концентрация легирующей примеси в слое эпитаксиальной базы.

Подставляя (4) и (7) в (2) и сокращая площадь  $p$ - $n$ -перехода, получим

$$Q_{eff} = \frac{1}{\omega \cdot \sqrt{q \cdot \epsilon \epsilon_0 \cdot N_D} \cdot \frac{1}{q \cdot \mu_n \cdot N_D} \cdot (h_{epi} - W_{scl}(U_R))}, \quad (8)$$

где  $U_R^* = U_j^* - U_R$ .

Так как ширина области пространственного заряда определяется формулой

$$W_{scl}(U_R) = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon \epsilon_0 \cdot U_R^*}{q \cdot N_D}}, \quad (9)$$

то для добротности получим соотношение

$$Q_{eff} = \frac{1}{\frac{\omega}{q \cdot \mu_n \cdot N_D} \cdot \sqrt{\frac{q \cdot \epsilon \epsilon_0 \cdot N_D}{2 \cdot U_R^*}} \cdot \left[ h_{epi} - \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon \epsilon_0 \cdot U_R^*}{q \cdot N_D}} \right]}, \quad (10)$$

После несложных алгебраических преобразований соотношение (10) примет следующий вид:

$$Q_{eff} = \frac{\mu_n}{\omega \cdot \left[ h_{epi} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{q \cdot N_D \cdot U_R^*}} - \frac{\epsilon \epsilon_0}{q \cdot N_D} \right]}. \quad (11)$$

Соотношение (11) характерно тем, что наглядно показывает путь максимизации добротности. То есть при конечных значениях  $\omega$  и  $\mu_n$

$$Q_{eff} \rightarrow \max$$

при

$$\left[ h_{epi} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{q \cdot N_D \cdot U_R^*}} - \frac{\epsilon \epsilon_0}{q \cdot N_D} \right] \rightarrow 0.$$

То есть критерий максимизации добротности варикапов можно задать равенством

$$h_{epi} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{q \cdot N_D \cdot U_R^*}} = \frac{\epsilon \epsilon_0}{q \cdot N_D}. \quad (12)$$

Преобразуя (12) относительно концентрации  $N_D$ , получим

$$N_D = \frac{\epsilon \epsilon_0 \cdot U_R^*}{q \cdot h_{epi}^2} = \frac{\epsilon \epsilon_0 \cdot (U_j^* - U_R)}{q \cdot h_{epi}^2}. \quad (13)$$

Полученное простое соотношение (13) примечательно тем, что определяет некоторый «предельный» случай, при котором на заданной толщине эпитаксиального слоя базы ( $h_{epi}$ ) и фиксированном значении обратного напряжения  $U_R$  мы получим область пространственного заряда, практически равную толщине эпитаксиального слоя  $h_{epi}$ , и тем самым – минимальную величину  $R_D$ .

В ране сделанных предположениях сказано, что в качестве фиксированного обратного напряжения целесообразно взять его максимальную величину  $U_{R \max}$ . В этом случае мы сохраним линейную зависимость емкости варикапов от внешнего обратного напряжения при его максимальных значениях.

Для расчета можно принять следующие значения параметров структуры  $GaAs$ -варикапов:

- $h_{epi} = 11 \text{ мкм} = 11 \cdot 10^{-4} \text{ см}$  (типичная эффективная величина эпитаксиального слоя базы, то есть за вычетом толщины области автолегирувания из подложки);

- $U_j^* = 1,1 \text{ В}$  (из анализа прямой ветви ВАХ);

- $U_{R \max} = 100 \text{ В}$  (требования к электрическим параметрам  $GaAs$ -варикапов);

- $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-14} \text{ Ф/см}$ ;

- $\epsilon = 13,1$ .

Расчетную толщину эпитаксиальной пленки  $h_{epi}$  найдем из соотношения (9) при обратном напряжении  $U_R = 100 \text{ В}$ . В качестве переменной величины зададим концентрацию примеси в эпитаксиальном базовом слое. Учтем тот факт, что диапазон концентраций от  $5 \cdot 10^{14}$  до  $3 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$  обеспечивает напряжения пробоя от 160 до 120 В [5]. График зависимости области пространственного заряда от концентрации легирующей примеси показан на рис. 5.

Заметим, что изготовление эпитаксиальных слоев методами ЖФЭ с концентрациями легирующей примеси менее  $10^{15} \text{ см}^{-3}$  имеет технологические трудности. Но и далеко от этой границы уходить нецелесообразно. Поэтому выберем концентрацию легирующей примеси в эпитаксиальном слое базовой области на уровне  $1,2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ , при которой ширина области пространственного заряда  $W_{scl} = 11 \text{ мкм}$  (при  $U_R = 100 \text{ В}$ ).

Соответствие между концентрацией легирующей примеси в эпитаксиальном слое базовой области и толщиной эпитаксиальной пленки на основе соотношения (13) показано на рис. 6.

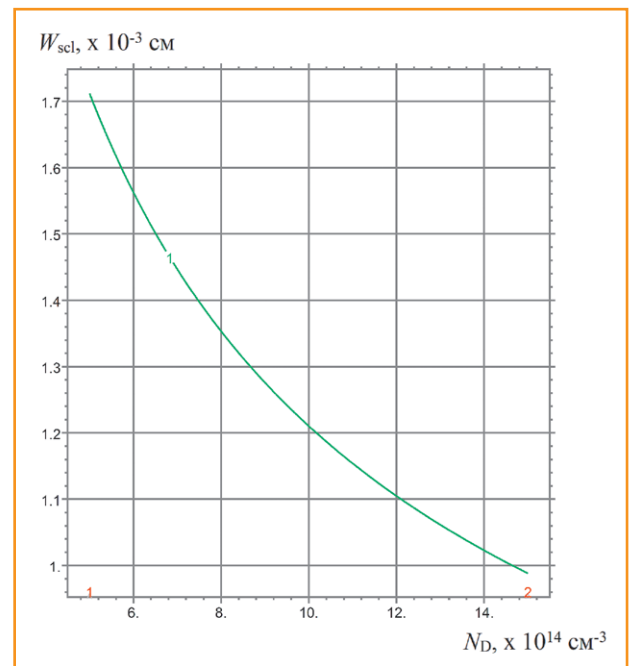


Рис. 5. Зависимость области пространственного заряда в эпитаксиальном слое базовой области от концентрации легирующей примеси при  $U_R = 100 \text{ В}$

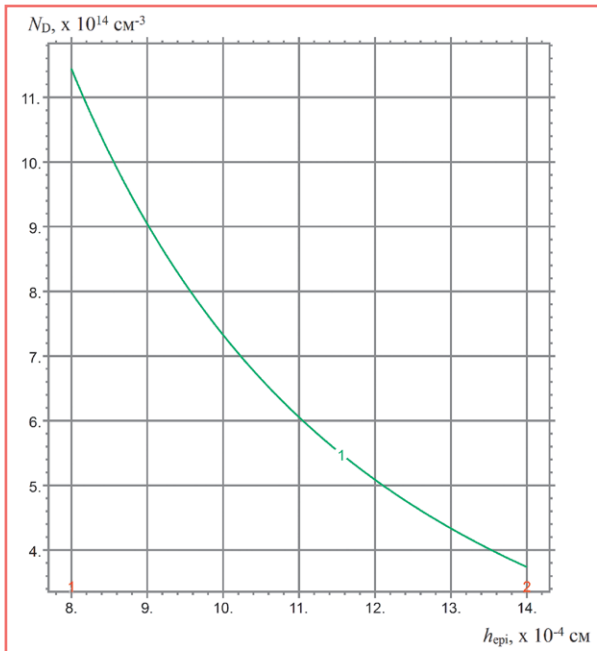


Рис. 6. Соответствие между концентрацией легирующей примеси в эпитаксиальном слое базовой области и толщиной эпитаксиальной пленки

Согласно полученной зависимости концентрации легирующей примеси  $N_D = (1,2,2,5) \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$  соответствует толщина эпитаксиальной пленки 8 мкм. Не забывая о том, что толщина эпитаксиальной пленки не должна быть меньше области объемного заряда ( $h_{epi}/W_{scl}$ ), при  $U_{R \text{ max}}$  будем ориентироваться на величину  $h_{epi}/11$  мкм.

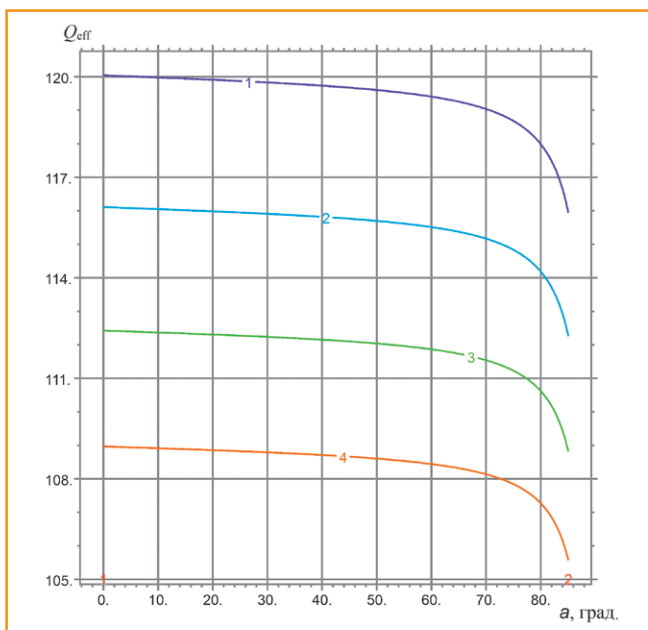


Рис. 8. Зависимость добротности GaAs-варикапа с эффективной площадью  $S = 1,17 \text{ мм}^2$  от угла наклона фаски мезаобласти при  $N_D = 2,2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$  и  $U_R = 4 \text{ В}$  для четырех значений толщины эпитаксиального слоя базовой области: 1 –  $h_{epi} = 11 \text{ мкм}$ , 2 –  $h_{epi} = 13 \text{ мкм}$ , 3 –  $h_{epi} = 15 \text{ мкм}$ , 4 –  $h_{epi} = 17 \text{ мкм}$

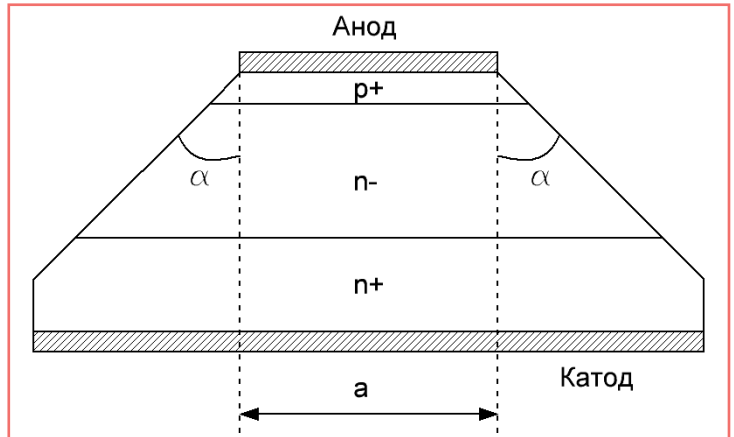


Рис. 7. Структура GaAs-варикапа с фаской мезаобласти ( $\alpha$  – угол фаски)

Второй важный фактор, влияющий на динамическую добротность варикапов и требующий оптимизации, – это угол фаски мезаобласти ( $\alpha$ ). Структура GaAs-варикапа с фаской (апроксимированной мезаобластью) показана на рис. 7.

Проблема заключается в том, что при больших углах наклона фаски (например, более  $45^\circ$ ) при обратных смещениях, близких к максимальным, на добротность варикапов будет оказывать

заметное влияние увеличение эффективной площади  $p$ - $n$ -перехода. Добротность будет уменьшаться. Целесообразно количественно определить тот максимальный угол наклона фаски мезаобласти, который нельзя превышать при изготовлении варикапов.

Предполагая, что мезаобласть образует угол  $\alpha$  с боковой поверхностью варикапа (рис. 7) и применяя те же рассуждения, что и для получения соотношения (8), но с учетом сопротивления контактов анода и катода  $R_c$ , получим следующее соотношение для добротности GaAs-варикапов:

$$Q_{eff} = \frac{\mu_n}{\frac{\pi \cdot f}{U_R} \cdot W_{scl} \cdot [h_{epi} - W_{scl} + \rho_{epi} \cdot R_c \cdot (S_0 + 4a \cdot (W_{scl} - W_{scl0}) \cdot \text{tg} \alpha)]}, \quad (14)$$

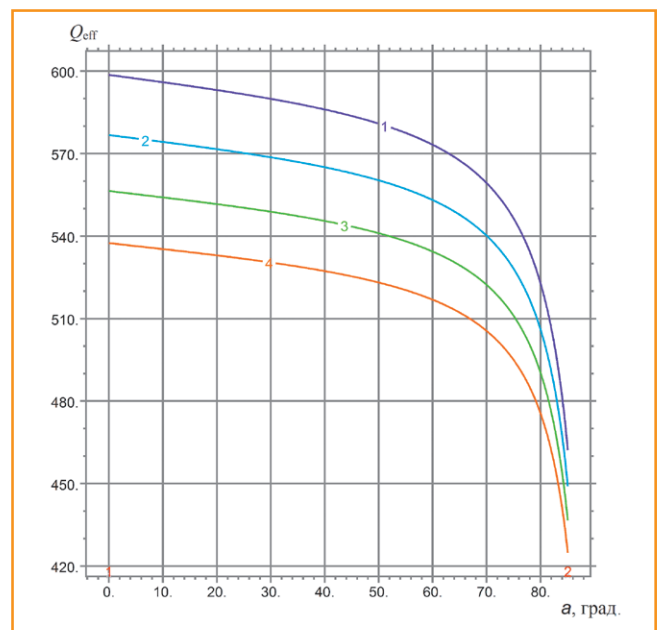


Рис. 9. Зависимость добротности GaAs-варикапа с эффективной площадью  $S = 1,17 \text{ мм}^2$  от угла наклона фаски мезаобласти при  $N_D = 2,2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$  и  $U_R = 100 \text{ В}$  для четырех значений толщины эпитаксиального слоя базовой области: 1 –  $h_{epi} = 11 \text{ мкм}$ , 2 –  $h_{epi} = 13 \text{ мкм}$ , 3 –  $h_{epi} = 15 \text{ мкм}$ , 4 –  $h_{epi} = 17 \text{ мкм}$



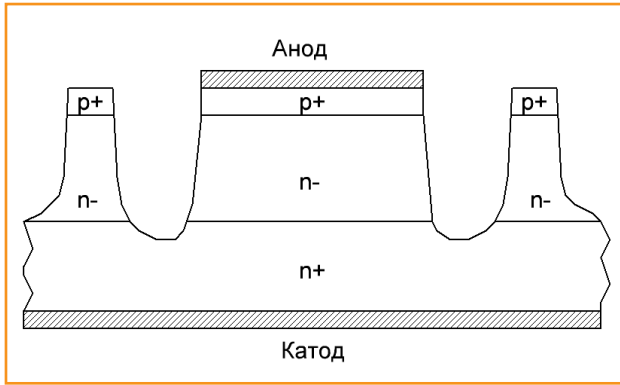


Рис. 10. Структура GaAs-варикапа с малым углом фаски

где  $\rho_{epi}$  – удельное сопротивление эпитаксиального слоя базовой области ( $n$ -слоя);

$f$  – частота, на которой осуществляется контроль добротности (50 МГц);

$R_C$  – сопротивление контактов варикапа (суммарное);

$a$  – сторона анодной области варикапа (приведенной к квадрату);

$S_0$  – площадь  $p$ - $n$ -перехода варикапа при нулевом внешнем смещении ( $S_0 = a^2$ ,  $a = 0,1083$  см);

$W_{sclo}$  – ширина области пространственного заряда базовой области при нулевом внешнем смещении;

$\alpha$  – угол наклона фаски мезаобласти.

Функционал (14) обращаем, то есть при  $\alpha = 0$  он переходит в соотношение (8).

На основе анализа ВАХ экспериментальных образцов GaAs-варикапов суммарное значение контактного сопротивления, включая и сопротивление сильнолегированных  $n^+$  и  $p^+$ -слоев,  $R_C = 0,5 \div 0,7$  Ом (среднее значение  $\langle R_C \rangle = 0,6$  Ом). На основе Холловских измерений подвижности электронов в базовой области варикапа получены следующие значения:  $\mu_{in} = 3000 \div 5000$  см<sup>2</sup>/В.с (среднее значение  $\langle \mu_{in} \rangle = 4000$  см<sup>2</sup>/В.с) [5].

С учетом известных и найденных значений параметров, входящих в функционал (14), его расчет относительно угла фаски  $\alpha$  дает результаты, представленные на рис. 8 и 9.

Как видно из зависимостей, представленных на рис. 8 и 9, добротность GaAs-варикапов уменьшается как с увеличением толщины эпитаксиального

слоя базовой области, так и с увеличением угла наклона фаски, образующейся в процессе травления мезаобласти. Эти зависимости ха-

рактерны как при обратном смещении  $U_R = 4$  В, так и при обратном смещении  $U_R = 100$  В. Отметим, что при обратном смещении  $U_R = 100$  В зависимость добротности от угла фаски более выражена.

Рассчитанные параметры структур GaAs-варикапа с эффективной площадью  $S = 1,17$  мм<sup>2</sup> для двух значений обратного смещения показаны в таблице 1.

В таблице 1 параметр  $\delta Q_{eff}$  показывает относительное изменение добротности при изменении угла наклона фаски от 0 до 60°. Значение добротности GaAs-варикапа при обратном смещении  $U_R = 4$  В важно, поскольку при этом значении напряжения добротность нормируется. При увеличении обратного напряжения до  $U_R = 100$  В мы можем увеличить величину добротности более чем в 4,5 раза. То есть опираясь на высокую линейность вольт-фарадной характеристики с коэффициентом перекрытия по емкости  $K_c = (C_{j(4)}/C_{j(100)}) \approx 4$ , можно выбрать ту точку обратного смещения, при которой добротность варикапа будет максимальной при заданных требованиях применения.

### Результаты эксперимента

Для проведения эксперимента были изготовлены GaAs-варикапы со структурой, показанной на рис. 10. Подобная

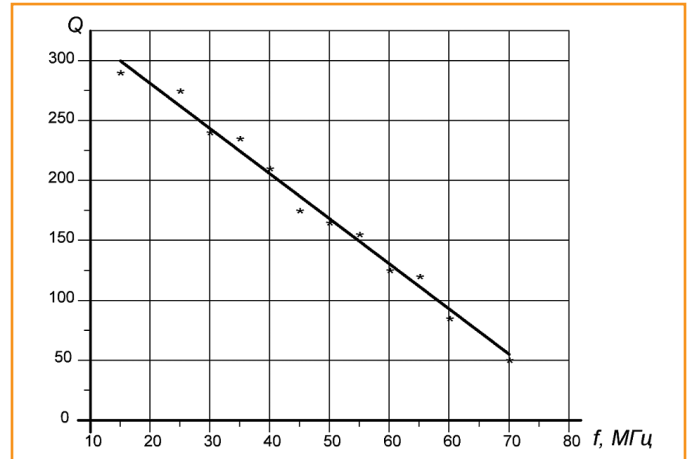


Рис. 11. Аппроксимированная зависимость добротности GaAs-варикапов ( $S = 1,17$  мм<sup>2</sup>) в диапазоне частот от 15 до 70 МГц при обратном смещении  $U_R = 4$  В (среднее значение емкости 68 пФ, \* – значения добротности экспериментальных образцов варикапов)

структура с «буртиками» вполне реализуема, так как предполагает только несложное изменение топологии кристалла. Расстояние между собственно структурой варикапа и «буртиком» составляет величину, не превышающую глубины мезаканавки ( $\approx 30$  мкм). Тогда, подобрав соответствующий анизотропный раствор травления для GaAs, мы можем получить фаску мезаобласти немногим более 0°.

Результаты измерения добротности изготовленных варикапов в диапазоне частот от 15 до 70 МГц при обратном смещении  $U_R = 4$  В представлены на рис. 11.

### Выводы

Проведено исследование зависимости динамической добротности мезаэпитаксиальных GaAs-варикапов от таких физико-технологических параметров, как толщина эпитаксиального слоя базовой области, концентрация легирующей примеси в базовой области и угол фаски разделительной мезаобласти. Получены аналитические соотношения, связывающие эти параметры и позволяющие проводить расчет добротности. На основе расчетных данных построены графики зависимостей добротности варикапов от вышеуказанных параметров, что позволяет решить задачу оптимизации, а точнее увеличения добротности варикапов в рабочем диапазоне обратных напряжений на заданной частоте 50 МГц. Полученные значения физико-технологических параметров структуры GaAs-варикапов показаны в таблице 1. На основе этих данных оптимизирована структура GaAs-варикапа площадью

Таблица 1. Параметры структуры GaAs-варикапа площадью  $S = 1,17$  мм<sup>2</sup>

$Q_{eff}$	$C_{j'}$ , пФ	$N_{D'}$ , см <sup>-3</sup>	$h_{epi'}$ , мкм	$a$ , град.	$\delta Q_{eff'}$ , %	$U_R'$ , В
120	68	$2,2 \cdot 10^{15}$	11	$\leq 60$	1,1	4
600	16	$2,2 \cdot 10^{15}$	11	$\leq 60$	3,3	100

$S = 1,17 \text{ мм}^2$ , представленная на рис. 10, и изготовлены экспериментальные образцы. Измеренные значения добротности варикапов показывают хорошее совпадение с расчетными данными и расширяют перспективу применения мезаэпитаксиальных GaAs-варикапов в ВЧ-аппаратуре.

### Литература

1. Уотсон Г. СВЧ-полупроводниковые приборы и их применение / Под ред. Г. Уотсона. – М.: Мир, 1972. – С. 174–303.
2. Арсенид галлия. Получение, свойства, применение / Под ред. Кесаманлы Ф.П., Наследова Д.Н. – М.: Наука, 1973. – С. 372–400.
3. Сурайкин А.И. Мезаэпитаксиальные GaAs-варикапы для ВЧ-аппаратуры // Электроника и электрооборудование транспорта. № 1, 2016. – С. 41–44.
4. Берман Л.С. Введение в физику варикапов. – Л.: Издательство «Наука». Ленинградское отделение, 1968. – С. 78–89.
5. Сурайкин А.И., Суменков А.Н. Электрофизические параметры GaAs-диодных р-і-п-структур // Электроника и электрооборудование транспорта. № 2, 2017. – С. 32–35.

### Сурайкин Александр Иванович

Родился в 1963 году. В 1985 году окончил Мордовский государственный университет имени Н.П. Огарёва по специальности «Полупроводники и диэлектрики». Кандидат технических наук. В 1998 году защитил диссертацию по теме «СБИС видеопроцессора для приемников телевизионных сигналов». Опыт работы – 31 год. В настоящее время работает начальником КБ разработки структур и изделий ОКБ АО «Орбита», доцентом кафедры электроники и нанoeлектроники Мордовского государственного университета имени Н.П. Огарёва. Имеет 61 научный труд, 8 патентов, из них 4 свидетельства об официальной регистрации топологий ИМС.

### Кокулов Станислав Григорьевич

Родился в 1994 году. В 2015 году окончил Мордовский государственный университет имени Н.П. Огарёва по специальности «Электроника и нанoeлектроника». В настоящее время является магистрантом Национального исследовательского Мордовского государственного университета имени Н.П. Огарёва. Имеет 1 научный труд.

### Suraikin Alexander

Was born in 1963. In 1985 he graduated from Mordovskiy State University named after N.P. Ogaryev with specialization in «Semiconductors and dielectrics». He is a candidate of Engineering Sciences. In 1998 he defended a thesis on the subject «VLCI of video-processor for receiving devices of TV signals». His work experience is 31 years. At present he works as a head of Development of structures and products design bureau of «Orbita» experimental design bureau, associate professor at the electronics and nanoelectronics department in Mordovskiy State University named after N.P. Ogaryev. He has 61 scientific publications, 8 patents including 4 certificates about official registration of IC topology.

### Kokulov Stanislav

Was born in 1994. In 2015 graduated from Mordovskiy State University named after N.P. Ogaryev with specialization in «Electronics and nanoelectronics». At present is master's degree student at Mordovskiy State University named after N.P. Ogaryev. He has 1 scientific work.

# Реализация возможностей бортового диагностического комплекса оценки электромагнитной совместимости электрооборудования автомобилей

// Implementation of the capabilities of the on-board diagnostic complex for estimating the electromagnetic compatibility of electrical equipment of cars //

Козловский В.Н., д.т. н.,  
Петровский С.В.,  
СамГТУ, г. Самара

Ютт В.Е., д.т. н., профессор,  
Московский автомобильно-дорожный государственный  
технический университет (МАДИ), Москва

В работе представлены результаты анализа экспериментальных данных оценки возможностей бортового комплекса измерения электромагнитной совместимости электрооборудования автомобилей.

**Ключевые слова:** автомобиль, электрооборудование, электромагнитная совместимость.

Для проведения экспериментального анализа электромагнитной совместимости (ЭМС) автомобильного электрооборудования с системой зажигания двигателя внутреннего сгорания (ДВС) приведем обобщенную функциональную схему интеграции базирующегося на искусственной нейронной

The work presents the results of the analysis of experimental data on the evaluation of the capabilities of the on-board complex for measuring the electromagnetic compatibility of electric vehicles.

**Keywords:** automobile, electrical equipment, electromagnetic compatibility.

сети (ИНС) интеллектуального датчика (ИД) в интеллектуально-информационную систему (ИИС). Данная функциональная схема предназначена для моделирования, анализа и контроля исследуемого процесса или объекта управления и показана на рис. 1 [2, 9, 10, 11].

Как видно из рисунка, на вход ИНС поступают те же входные воздействия  $x_i, i \in \overline{1, N+M}$ , что и на исследуемый объект моделирования. С выхода ИНС снимаются значения  $y_j, j \in \overline{1, L}$ , которые затем сравниваются контроллером с выходными параметрами исследуемого объекта или процесса. При существенном различии в значениях сравниваемых величин ИНС «настраивается» с помощью изменения весовых коэффициентов  $w_{ij}^k, (i \in \overline{1, N+M}, j \in \overline{1, L}, k \in \overline{1, S})$  до момента, когда разница при превышении уровня ЭМП снизится до требуемого порогового значения.

Подобное функционирование ИНС подразумевает использование многослойной ( $S$  слоев, включая входной и выходной слою) топологии связей между нейронами и алгоритма обучения «с учителем» (в силу предоставления целевых значений  $\bar{Y}^*$  выходных параметров) при обратном распространении ошибки.

В качестве активационной функции нейронов ИНС, как правило, используется сигмоидальная активационная функция, в частности, для нейронов первого скрытого слоя, показанных на рис. 1, – логистическая:

$$O_j = \frac{1}{1 + \exp(-net_j)}, j \in \overline{1, K}, \quad (1)$$

$$net_j = \sum_{i=1}^{N+M} w_{ij}^1 \cdot x_{ij} + b_j, \quad (2)$$

где  $net_j$  – параметр наклона сигмоидальной функции. Изменяя этот параметр посредством настройки весовых коэффициентов ИНС, можно построить функции с различной крутизной и порогом активации, что в итоге приводит к уменьшению разницы между моделируемыми  $Y_k, k \in \overline{1, L}$  и реальными  $\bar{Y}^*$  выходными параметрами исследуемого процесса, обычно оцениваемой среднеквадратической функцией ошибки

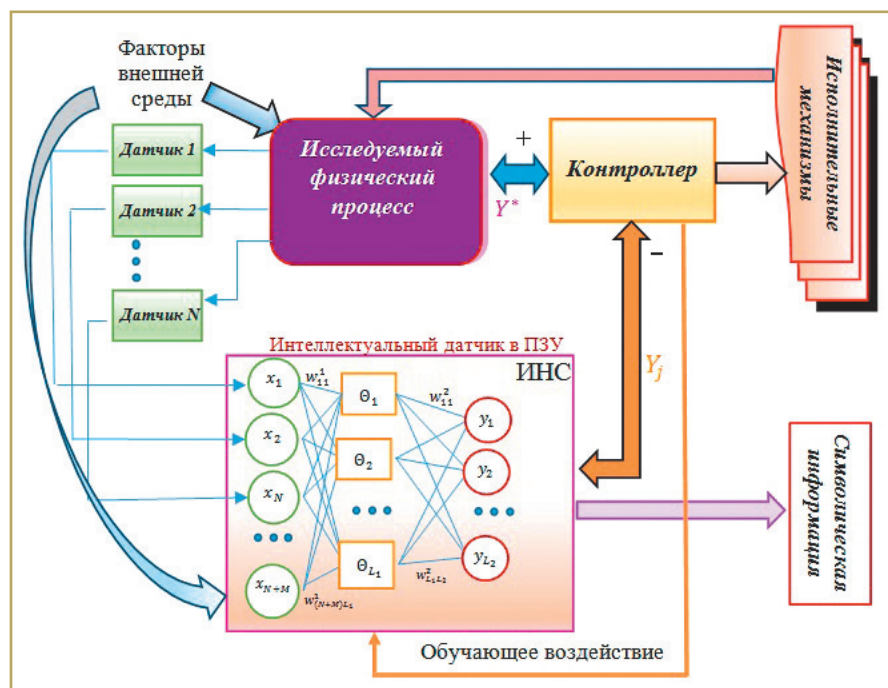


Рис. 1. Функционирование ИНС при построении интеллектуальных датчиков

$$E = \frac{1}{2L} \sum_{k=1}^L (\hat{Y}_k - \bar{Y}_k^*). \quad (3)$$

Сигмоидальная функция активизации нормирует диапазон изменения выходного сигнала нейронов.

Эмулирование измерительного процесса осуществляется так называемыми интеллектуальными датчиками, известным примером которых в автомобилях может служить датчик измерения температуры воздуха [12].

Погрешность измерения интеллектуальных датчиков (ИД) зависит как от точности используемой модели и ее параметров, так и от погрешности физических датчиков, предоставляющих измерительные данные для этой модели. Кроме того, выбор физических датчиков для осуществления виртуальных измерений предельно важен, так как присутствие лишних, неточных или неполных измерительных данных затрудняет проектирование, построение и использование виртуальных датчиков, большинство из которых можно отнести к категории ИД и составляющих основу интеллектуальных информационных систем.

Примером использования ИД может служить определение электромагнитной совместимости между различными системами и устройствами в автомобиле, включая систему зажигания, что является нетривиальной задачей. Выявление электромагнитной совместимости системы зажигания с другим электрооборудованием влечет за собой, в частности, необходимость оценки значительного количества факторов [2, 10, 11]. По этой причине для определения возможностей ИДК выделены шесть основных факторов, критерием отбора которых явилось наличие диагностических данных, показывающих их воздействие на ЭМС электрооборудования [5]: пробег автомобиля (1000...130000 км), тип катушки зажигания («Север», Новосибирск и МЗАТЭ-2, Москва), тип топлива (природный газ, бензин), обороты двигателя (800...2000 об./мин), угол опережения зажигания (8...30°), тип высоковольтных проводов (ВВП) (с активным и комплексным сопротивлением).

Для каждого из этих факторов сняты спектральные распределения напряженности электромагнитных помех (E, дБ (мкВ/м)), представляющие собой диагностические базы данных, подлежащие анализу с помощью интеллектуальных датчиков. Сами спектральные

распределения не могут быть непосредственно проанализированы ИД – на их основе формируются вторичные переменные (ВП) ( $S_j, j \in \overline{1, m}$ ), производящие выборку значений напряженности ЭМП, на диагностических интервалах варьирующейся продолжительности  $w_k, k \in \overline{1, l}$ .

Задачу выбора ВП, решаемую с помощью интеллектуального интерфейса пользователя, нельзя считать тривиальной по следующим причинам:

- единственным доступным источником диагностических данных являются спектральные распределения ЭМП, полученные только для определенных значений вышеперечисленных факторов, влияющих на уровень помех – прямое измерение (и изменение) количественных факторов (таких как пробег, УОЗ, обороты двигателя) не представляется возможным;

- сами спектральные распределения электромагнитных помех (ЭМП) не дают однозначного ответа на вопрос об ЭМС автомобильной системы зажигания, что зачастую субъективизирует процесс интерпретации диагностических данных, особенно на этапе построения обучающих пар для ИД;

- даже при успешном проведении субъективной интерпретации диагностических данных для промежуточных значений количественных факторов, влияющих на уровень ЭМП, данные, принадлежащие разным классам, могут смешиваться. Это осложняет работу классификационных алгоритмов и делает необходимым увеличение числа вторичных переменных, анализируемых ИД.

Правильный выбор числа и типа измеряемых величин и вторичных переменных предельно важен для создания информативных баз данных, особенно для случаев, когда объем и разнообразие данных лимитированы. Далее будут рассмотрены подходы к систематизации этого выбора.

Можно предположить, что значимость диагностических данных для применяемых интеллектуальных датчиков, полученных в результате изменения каждого из факторов, будет различной. Для подтверждения этой гипотезы проведен дробный факторный эксперимент с использованием статистического пакета MINITAB, целью которого было выявление наиболее значимых факторов, с одной стороны влияющих на уровень ЭМП, а с другой – на эффективность ИД в интерпретации диагностических данных.

Для дробного факторного эксперимента используются только пороговые значения влияющих на ЭМП факторов (минимальное и максимальное значения для количественных факторов и типовые значения – для качественных).

На основе полученных результатов пакет MINITAB определяет значения t- и F-статистик, используемых для вычисления p-параметра, малые ( $\leq 0,05$ ) значения которого показывают, что вариации в показателях точности используемых ИД не могут быть объяснены только случайной составляющей процесса обучения ИД. Такие значения параметра p говорят о существенном влиянии выбранных факторов на диагностические возможности интеллектуальных датчиков [7, 10, 11, 12].

Таблица 1. Уровень влияния выбранных факторов на эффективность ИД

Измеряемые величины	Значения p-параметра			
	ИНС	МОВ	БС	АБС
Пробег	0,012	0,006	0,001	0,036
Тип катушки зажигания	0,053	0,076	0,013	0,214
Тип топлива	0,321	0,346	0,194	0,912
Обороты ДВС	0,132	0,012	0,002	0,172
Угол опережения зажигания	0,021	0,035	0,002	0,256
Тип высоковольтных проводов	0,588	0,121	0,588	0,269
Пробег, тип КЗ	0,097	0,032	0,002	0,205
Пробег, тип топлива	0,020	0,013	0,002	0,107
Пробег, обороты	0,083	0,100	0,004	0,171
Пробег, УОЗ	0,022	0,017	0,008	0,150
Пробег, тип ВВП	0,104	0,283	0,025	0,913
Тип КЗ, обороты	0,468	0,186	0,003	0,079
Тип КЗ, тип ВВП	0,062	0,028	0,003	0,845

В таблице 1 представлены все значения  $p$ -параметра, полученные в результате проведения дробного факторного эксперимента с помощью следующих подходов к оценке: ИНС – интеллектуальная информационная система, МОВ – метод опорных векторов, БС – Байесовские сети, АБС – алгоритм ближайших соседей.

Как видно из таблицы, значимыми факторами (выделены желтым цветом) по крайней мере для трех из четырех используемых ИД (соответствующие малые значения  $p$ -параметра выделены красным цветом) являются пробег автомобиля и угол опережения зажигания.

Помимо этого, существенное влияние на способность ИД правильно интерпретировать диагностические данные оказывают характеристики пробега автомобиля в функции угла опережения зажигания (УОЗ), а также пробега в функции типа топлива. Поэтому в дальнейших экспериментах и работе создаваемого интеллектуального диагностического комплекса (ИДК) будут рассматриваться только эти три (пробег, УОЗ, тип топлива) измеряемые величины. При этом следует отметить, что здесь не отвергается влияние остальных факторов на уровень ЭМП: все, что утверждается на основании факторного эксперимента, – это значимость влияния выявленных факторов на диагностические возможности используемых ИД, определяющих их применимость в составе ИДК.

### Определение вторичных переменных для диагностики ЭМП

Математически вторичные переменные (ВП) ( $S_j, j \in \overline{1, m}$ ) в рамках данной работы вычисляются как статистические показатели (фильтры)  $f^j$  на определенном диагностическом диапазоне  $w_k, k \in \overline{1, l}$  измеряемой величины  $M_i, i \in \overline{1, n}$ :

$$S_j = f^j_{w_k}(M_i). \quad (4)$$

В нашем случае в качестве  $M_i$  выступают последовательности значений спектрального распределения напряженности ЭМП,  $E(M_i)$ , снятые при проведении исследования влияния различных факторов на уровень ЭМП. В предыдущем разделе мы сузили набор интересующих нас факторов до трех – пробег автомобиля, тип используемого топлива и УОЗ. Задачей данного раздела является выяснение зависимости

правильности интерпретации интеллектуальными датчиками анализируемых данных от величины диагностического интервала  $w_k$ , а также от вида и числа статистических показателей  $f^j$  [1, 9, 10].

Для этого сначала целесообразно провести эксперимент, исследующий характер зависимости точности ИД от величины диагностического интервала или от объема выборки данных, необходимых для диагностического анализа. Семь различных значений диагностического интервала определены в соответствии с диапазоном частотных значений (30...1000 МГц) имеющихся в наличии спектральных распределений напряженности ЭМП – 10, 20, 50, 100, 200, 300, 600 МГц. Затем проведен эксперимент с тем же набором интеллектуальных датчиков (ИНС, МОВ, БС, АБС), что и в процессе выбора измеряемых величин, и с теми же вторичными переменными ( $E_{max}, \bar{E}, \Delta E, \sigma^2(E)$ ). При составлении обучающих пар для ИД с использованием «учителя» множество пар было сбалансировано, то есть количество пар, соответствующих приемлемому и недопустимому уровням ЭМП, было одинаковым.

Для подтверждения значимости результатов экспериментов проведена десятикратная перекрестная проверка, процедура которой заключается в делении множества диагностических данных на десять частей, в использовании девяти частей для обучения ИД, а последней части – для тестирования, после чего процесс повторяется десять раз, но с другими разбиениями диагностических данных.

Полученные результаты показывают, что ИД «с учителем» (то есть ИНС, МОВ и БС) демонстрируют более высокую

точность, причем слабо зависящую от диагностического интервала. Наименьшая погрешность достигается датчиком на основе МОВ (23%) при величине диагностического интервала в 100 МГц. Это значение интервала и будет использоваться в дальнейшем для проведения экспериментальных исследований.

Следующим этапом определения вторичных переменных для диагностики допустимости уровня ЭМП является поиск оптимального набора ВП, обеспечивающего наибольшую эффективность рассматриваемых ИД с точки зрения точности идентификации диагностических данных. В дополнение к вторичным переменным, использованным в предыдущих экспериментах ( $E_{max}, \bar{E}, \Delta E, \sigma^2(E)$ ), введены в рассмотрение два других статистических показателя – минимальное значение напряженности ЭМП на диагностическом интервале ( $E_{min}$ ) и суммарное значение всех диагностических данных на интервале ( $\Sigma E$ ), которое характеризует мощность помехи в заданном частотном диапазоне.

Для нахождения наиболее результативных ВП с точки зрения выявления информационного контента из диагностических данных были задействованы адаптивные свойства ИДК посредством реализации генетических алгоритмов (ГА) как метода машинного обучения. Число и вид вторичных переменных были закодированы в виде специальных структур данных (хромосом), используемых ГА для эволюционного поиска их оптимальных значений [1, 9, 12].

Данные, полученные в ходе эксперимента, и конечные результаты показаны на рис. 2.

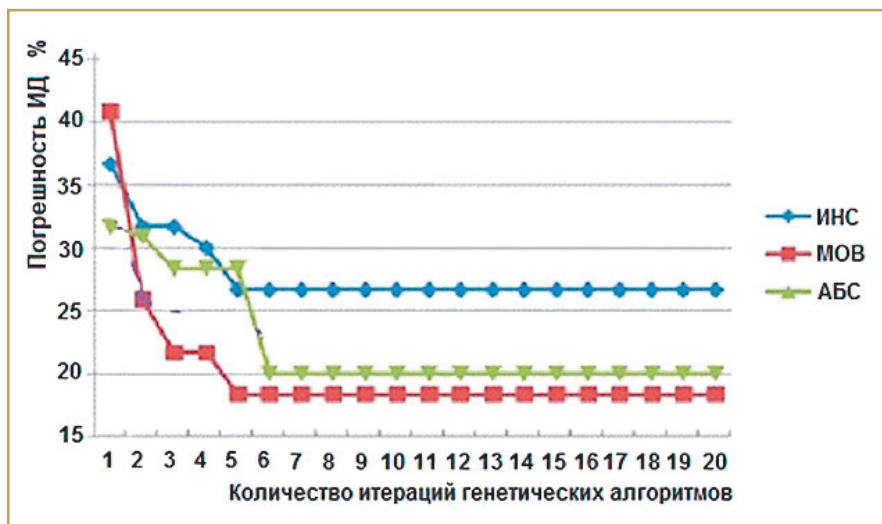


Рис. 2. Зависимость погрешности интеллектуальных датчиков от числа ВП

Экспериментальные данные указывают на то, что наилучшая точность интерпретации достигается выбранным для этого анализа ИД на базе МОВ при использовании четырех вторичных переменных.

### Сравнительный анализ результативности ИД

Определены значимые измеряемые величины ( $M_i$ ,  $i \in \overline{1, 3}$ ), а также оптимальное число ( $m = 4$ ) и вид вторичных переменных для исходных диагностических данных. Последнее экспериментальное исследование в рамках анализа алгоритмических возможностей предлагаемого к рассмотрению ИДК было связано с изучением интеллектуальных свойств датчиков, входящих в его состав. Изучение осуществляется посредством изменения степени сложности поставленной задачи диагностики и количества информации, доступной интеллектуальным датчикам для обучения.

Степень сложности диагностической задачи меняется соотношением объема аномальных данных, то есть соответствующих недопустимому уровню ЭМП, ко всем данным, находящимся в распоряжении исследователя. В проводимых экспериментах это соотношение меняется в пределах от 5 до 25%. При малом количестве аномальных данных интеллектуальные датчики должны достаточно легко их выделять за счет противопоставления аномальным данным большого количества данных, соответствующих допустимому уровню помех. Когда процент аномальных данных увеличивается, начинает происходить смешение двух типов данных, что неизбежно усложняет задачу диагностики аномалий.

Задача может усложняться и в тех случаях, когда количество обучающей информации, необходимой ИД для проведения интеллектуального анализа данных, уменьшается. Такая ситуация моделируется при использовании сбалансированных обучающих данных, то есть таких выборок обучающих пар, в которых присутствует равное количество диагностических данных, соответствующих приемлемому и недопустимому уровням ЭМП. При этом, когда процент аномальных данных в общем объеме низкий, требование сбалансированности обучающих данных влечет за собой уменьшение количества информации, доступной для обучения ИД.

Поставив перед исследуемыми ИД диагностические задачи одинаковой сложности и обеспечив их одинаковым количеством информации, мы провели серию экспериментов по сравнению возможностей интеллектуального анализа данных, проводимого каждым из датчиков.

Сравнительный анализ экспериментальных данных показывает, что все ИД, проходящие обучение «с учителем», демонстрируют приблизительно одинаковую результативность в решении задач диагностики с изменяющейся степенью сложности. Небольшую преференцию можно отдать ИД на базе ИНС, но в целом датчики этого типа взаимозаменяемы. В отношении ИД, реализующего АБС, следует сказать, что качество его работы значительно ниже при первом сценарии проведения эксперимента. Это можно объяснить тем фактом, что АБС не использует стратегию обучения «с учителем», в силу чего состав и объем обучающей информации не оказывает влияния, так как она просто игнорируется, что, в свою очередь, ухудшает результативность.

Тем не менее для второго экспериментального сценария, когда количество обучающей информации недостаточно для ИНС, МОВ и БС, интеллектуальный датчик на основе АБС достигает высоких показателей точности, что делает его включение в состав ИДК целесообразным.

Проведенные эксперименты показывают, что указанные ИД, входящие в состав ИДК, с высокой степенью точности диагностируют превышение уровня ЭМП. Этот факт предоставляет возможность использования ИДК для разработки программного кода электронного блока управления двигателем внутреннего сгорания и оптимизации процесса его настройки, что позволяет выводить диагностические коды ошибок, указывающих на превышение уровня ЭМП, через монитор маршрутного компьютера. Водителю автомобиля, когда он увидит код ошибки, обозначающий превышение уровня ЭМП, необходимо посетить специализированный сервисный центр.

### Выводы

Преимуществом интеллектуального диагностического комплекса над существующими средствами обработки диагностических данных является его способность к адаптации и настройке

внутренних параметров. Данное преимущество продемонстрировано при использовании алгоритмов машинного обучения (генетических алгоритмов), осуществивших выбор вышеуказанных вторичных переменных для обработки интеллектуальными датчиками с погрешностью 5–10%.

Сравнительный анализ результативности и интеллектуальных возможностей входящих в состав ИДК датчиков показал предпочтительность использования алгоритмов обучения «с учителем», в частности, интеллектуального датчика на базе искусственных нейронных сетей. В то же время уровень погрешности в интерпретации диагностических данных на уровне 10–15% говорит об отсутствии необходимости снабжения ИДК большим количеством компонентов, использующих одинаковые методики обучения. При этом целесообразно иметь в наличии интеллектуальные датчики, не требующие более 10% от общего объема обучающих данных.

### Литература

1. Барнс Дж. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами / Дж. Барнс. – М.: Мир, 1990. – 238 с.
2. Кечиев Л.Н. ЭМС: стандартизация и функциональная безопасность / Кечиев Л.Н., Степанов П.В. – М.: МИЭМ, 2001. – 82 с.
3. Князев А.Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / Князев А.Д. – М.: Радио и связь, 1984. – 336 с.
4. Кругов В.И. Автоматическое регулирование и управление двигателями внутреннего сгорания / Кругов В.И. – М.: Машиностроение, 1998.
5. Николаев П.А. Электромагнитная совместимость современных автомобильных систем зажигания: монография [Текст] / Николаев П.А. – Тольятти: ПВГУС, 2011. – 224 с.
6. Петровский С.В., Николаев П.А. Электромагнитная совместимость автомобильного генератора напряжения // Известия Высших учебных заведений. Электромеханика. № 5. – Новочеркасск: ЮРГПУ, 2014.
7. Петровский С.В. Интеллектуально-измерительная система для идентификации и классификации радиопомех от системы зажигания автомобиля // Сборник трудов пятой международной научно-практической конференции «Измерения в современном мире 2015». – СПб.: СПГПУ, 2015. – С. 89–99.
8. Petrovski S., Bouchet F., Petrovski A. Data-driven Modelling of Electromagnetic Interferences in Motor Vehicles // IEEE International

Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA 2013), Albena, Bulgaria 2013. ISBN: 978-1-4799-0659-8. DOI: 10.1109/INISTA.2013.6577658. P. 1–7.

9. Petrovski S., Rattadilok P., Petrovski A. Anomaly Monitoring Framework Based on Intelligent Data Analysis // In the Proceedings of the 14th International Conference on Intelligent Data Engineering and Automated Learning (IDEAL 2013), October 2013, Hefei, China. Springer Global, Lecture Notes in Computer Science, volume 8206, p. 134–141. ISBN: 978-3-642-41277-6. DOI: 10.1007/978-3-642-41278-3\_17.

10. Petrovski A., Rattadilok P., Petrovski S. Designing a context-aware cyber physical system for detecting security threats in motor vehicles // SIN'15 Proceedings of the 8th International Conference on Security of Information and Networks, Sochi, Russia. 2015. P. 267–270. ISBN: 978-1-4503-3453-2. DOI: 10.1145/2799979.2800029.

11. Petrovski A., Rattadilok P., Petrovski S. Intelligent Measurement in Unmanned Aerial Cyber Physical Systems for Traffic Surveillance // Proceedings 17th International Conference, EANN 2016, Aberdeen, UK, September 2–5, 2016. P. 161–175. ISBN: 978-3-319-44187-0. DOI: 10.1007/978-3-319-44188-7\_12.

12. Niculita O., Skaf Z., Jennions I.K. 2014. The Application of Bayesian Change Point Detection in UAV Fuel Systems // In the Proceedings of the 3rd Conference on Through-life Engineering Services, Procedia CIRP 22, Cranfield, UK, 2014. P. 115–121. DOI: 10.1016/j.procir.2014.07.119. 2014.

#### **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 150 научных работ, в том числе 10 монографий. В настоящее время работает заведующим кафедрой «Теоретическая и общая электротехника» СамГТУ.

#### **Петровский Сергей Валерьевич**

Родился в 1976 году. В 1999 году окончил СамГТУ по специальности «Электроснабжение по отраслям». Опыт работы – 17 лет. В настоящее время работает ведущим инженером кафедры «Электрические станции» СамГТУ. Имеет 39 статей, 1 патент.

#### **Ютт Владимир Евсеевич**

Родился в 1940 году. В 1962 году окончил Московский автомеханический институт по специальности «Инженер-механик». В 1967 году защитил кандидатскую диссертацию по теме «Электропусковые системы», в 1980 году – докторскую диссертацию по теме «Диагностика электрооборудования автомобилей». Имеет ученое звание профессора. Опыт работы – 52 года. В настоящее время работает заведующим кафедрой «Электротехника и электрооборудование» Московского автомобильно-дорожного государственного технического университета (МАДИ). Имеет более 200 научных трудов, патентов. Заслуженный деятель науки и техники РФ, Почетный работник высшей школы, награжден двумя медалями.

#### **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 in the subject «Quality and safety assurance of car electric equipment system». He is an author of more than 150 scientific works, including 10 monographs. At present he works as department chairman «Theoretic and general electro-technics» of SamGTU.

#### **Petrovskiy Sergey**

Was born in 1976. In 1999 he graduated from SamGTU with specialization in «Branch-wise electric supply». His work experience is 17 years. At present he works as leading engineer at the department «Electric power plant» of SamGTU. He has 39 articles and 1 patent.

#### **Jutt Vladimir**

Was born in 1940. In 1962 he graduated from The Moscow Automotive Institute by specialty «Mechanical engineer». In 1967 has protected Ph. D. thesis by the theme «Electro starting systems», in 1980 the thesis for a Doctor's degree by the theme «Car's electric equipment diagnostics». He has academic status of professor. Operational experience of 52 years. Now Vladimir works as head of sub-faculty of «Electrical engineer and electric equipment» in Moscow Automobile and Road Construction State Technical University (MADI). He has more than 200 names of proceedings, patents. Honored worker of science and engineering of Russian Federation, the Honorable worker of Higher school, conferred by two medals.

## Сведения об авторах

**Д.т.н., профессор**  
**Резников Станислав Борисович**  
+7-916-406-09-38

**Д.т.н., профессор**  
**Титова Тамила Семёновна**  
+7-812-312-23-60

**К.т.н.**  
**Ендачев Денис Владимирович**  
+7-901-590-14-61

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

**К.т.н.**  
**Власов Андрей Иванович**  
+7-833-58-25-86

**К.т.н.**  
**Сурайкин Александр Иванович**  
+7-927-171-25-67

**Д.т.н., профессор**  
**Власьевский Станислав Васильевич**  
+7-914-547-54-47

**Д.т.н.**  
**Козловский Владимир Николаевич**  
+7-917-978-83-56

### ТРЕБОВАНИЯ К РЕКЛАМНЫМ И АВТОРСКИМ МАТЕРИАЛАМ

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

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

#### СТОИМОСТЬ ГОДОВОЙ ПОДПИСКИ:

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

Оформить подписку можно:

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

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

e-mail: npptez@mail.ru;

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

#### СТОИМОСТЬ РЕКЛАМЫ:

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

4-я страница обложки – 30 000 рублей;

одна страница внутри журнала – 12 000 рублей.

Печатные материалы, используемые в журнале, являются собственностью редакции.

При перепечатке ссылка на журнал обязательна.

Полученные материалы не возвращаются.

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

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